

Trabajo Fin de Máster

Máster Universitario en Ingeniería Industrial

Control Desequilibrado de VSCs a Cuatro Hilos Conectados a Red. Desde Simulación hasta su Implementación Hardware.

Autor: Javier Trujillo Soto

Tutores: Manuel Barragán Villarejo, Esther Romero Ramos

Dpto. Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018



Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería Industrial

Control Desequilibrado de VSCs a Cuatro Hilos Conectados a Red. Desde Simulación hasta su Implementación Hardware.

Autor:

Javier Trujillo Soto

Tutores:

Manuel Barragán Villarejo

Profesor Ayudante Doctor

Esther Romero Ramos

Profesora Titular

Dpto. Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Trabajo Fin de Máster: Control Desequilibrado de VSCs a Cuatro Hilos Conectados a Red. Desde Simulación hasta su Implementación Hardware.

Autor: Javier Trujillo Soto

Tutores: Manuel Barragán Villarejo, Esther Romero Ramos

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Agradecimientos

Gracias a Manuel Barragán por la confianza depositada, su completa disponibilidad y la cantidad de horas invertidas en este trabajo.

Gracias a Esther Romero tanto por la oportunidad de trabajar con el Departamento de Ingeniería Eléctrica en el proyecto *AllToGather* como por la atención prestada durante los últimos años y, en particular, durante este TFM.

Gracias a los compañeros que han colaborado en la elaboración de este documento, a mi familia y amigos.

Javier Trujillo Soto
Sevilla, 2018

Resumen

Este Trabajo Fin de Máster (TFM) tiene como objetivo principal el estudio, simulación e implementación hardware de un control desequilibrado para un VSC (del inglés *Voltage Source Converter*, convertidor en fuente de tensión) trifásico de cuatro columnas a cuatro hilos conectado a red.

El desarrollo de un control desequilibrado para VSCs, y el TFM en general, se enmarca dentro del proyecto de I+D+i ENE2014-54115-R titulado “*AllToGather*: Integración efectiva de recursos en la gestión distribuida de redes de MT/BT”, financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad de España y concedido al Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE) de la Universidad de Sevilla (US) en la convocatoria 12/2015. Con el proyecto *AllToGather* se pretende avanzar en la implementación de nuevas funcionalidades de supervisión y control que permitan la plena utilización de todos los recursos disponibles en la red. Para ello, el proyecto *AllToGather* incluye el montaje de una red a escala de baja tensión (BT) capaz de replicar los fenómenos propios de las redes de distribución reales. En este punto, se plantea el uso de electrónica de potencia para emular el efecto resultante de todas las cargas y/o generadores conectados en ciertos puntos de la red a escala de BT. Con este último propósito surge la oportunidad de desarrollar un control para un VSC a cuatro hilos que da origen al presente TFM. La naturaleza desequilibrada de las redes de BT impondrá la necesidad de que el citado control permita fijar referencias de corrientes de forma independiente para cada una de las fases de la red.

De forma adicional, para lograr el objetivo principal del trabajo se decide diseñar una nueva metodología de trabajo en el laboratorio que permita ser aplicada a nuevos y diversos proyectos que se acometan en el futuro en el DIE. La aplicación de esta metodología da lugar a los diferentes capítulos que componen este TFM.

El desarrollo específico del TFM conduce a realizar una revisión del estado del arte de VSCs trifásicos en sus diversas topologías tanto a tres como a cuatro hilos. Se desarrolla un control desequilibrado para VSCs de cuatro columnas basado en controladores resonantes. Se realizan simulaciones de VSCs conectados a red tanto con *MATLAB-Simulink* como empleando la conocida técnica de simulación *Hardware-In-the-Loop* (HIL). El trabajo concluye con la implementación experimental de un VSC de cuatro columnas con control desequilibrado en los laboratorios del DIE y con la comparación de los resultados obtenidos en las diversas etapas del trabajo.

Abstract

The main objective of this document is the study, simulation and hardware implementation of an unbalanced control strategy for a grid-connected three-phase four-leg Voltage Source Converter (VSC).

The development of this control strategy, and this work in general, is part of the R+D project ENE2014-54115-R named as '*AllToGather*: Integración efectiva de recursos en la gestión distribuida de redes de MT/BT', financed by the Spanish Ministry of Economy and granted to University of Seville's Electrical Engineering Department (DIE) in 2015/12. *AllToGather* project aims to forward the development of new control and supervision functionalities in order to take full advantage of any available resource in the electrical grid. To reach that objective, *AllToGather* project includes the installation of a scaled-down low-voltage (LV) grid in the DIE laboratories. This scaled-down experimental setup should emulate all the typical effects encountered in LV distribution grids. Having reached this point, the use of power electronics is proposed as a means of emulating the global effect of all loads and generators connected in certain nodes of the scaled-down grid. That idea led to the creation of this document, whose main objective is the development of an unbalanced control strategy for a four-wire VSC. The structural unbalance of LV grids sets the condition of creating phase independent current references during grid operation.

Additionally, a new methodology is designed for reaching all the project's objectives in a safe and reliable way. This methodology should be useful for future R+D projects undertaken by the DIE laboratories. All the chapters of this document are guided by this new methodology.

The work's specific content includes the study of the state of the art grid-connected three-phase VSCs and all of its available topologies. A new unbalanced control strategy using resonant controllers is developed for four-legs VSCs. Several VSC simulations results are presented. Simulations are made with the *MATLAB-Simulink* software and using the versatile *Hardware-In-the-Loop* (HIL) simulation technique. The experimental implementation process of a four-leg VSC in the DIE laboratories is described at the end of this document. A final comparative of all the results achieved is also presented in the final conclusions.

Índice

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Notación</i>	IX
1 Introducción	1
1.1 Marco del Trabajo	1
1.2 Red a escala de BT	2
1.3 Emulación de cargas y generación	4
1.4 Objetivo del Trabajo Fin de Máster	5
1.5 Metodología de trabajo	6
2 Estado del arte	9
2.1 VSCs trifásicos a tres hilos	9
2.1.1 Modelado de un VSC trifásico	11
2.1.2 Modelo en ejes dq	12
2.1.3 Modelo en ejes $\alpha\beta$	13
2.2 Control de VSCs trifásicos a tres hilos	14
2.2.1 Control de corrientes en coordenadas dq	15
2.2.2 Control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta$	17
2.3 VSCs trifásicos a cuatro hilos	19
2.3.1 Topologías típicas	19
2.3.2 Control de VSCs trifásicos a cuatro hilos	20
3 Estrategia de control para un VSC de cuatro columnas	23
3.1 Control Proporcional-Resonante	23
3.1.1 Controlador PR	23
3.1.2 Control PR en ejes abc	25
3.2 Discretización	29
3.2.1 Métodos para la discretización de un controlador resonante	29
3.2.2 Control PR discretizado en ejes abc	31
4 Simulaciones en MATLAB-Simulink	33
4.1 Simulación de un VSC trifásico a tres hilos	33
4.1.1 STATCOM y control DC en dq	34
4.1.2 VSC con control resonante en ejes abc	36
4.2 Simulación Back-to-Back trifásico a tres hilos	38
4.2.1 Back-to-Back a tres hilos con corrientes equilibradas	38
4.2.2 Back-to-Back a tres hilos con corrientes desequilibradas	41
4.3 Simulación de un VSC trifásico a cuatro hilos	42
4.3.1 VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes equilibradas	42
4.3.2 VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes desequilibradas	43

4.4	Simulación Back-to-Back trifásico a tres y cuatro hilos	44
4.4.1	Back-to-Back a tres y cuatro hilos con corrientes equilibradas	45
4.4.2	Back-to-Back a tres y cuatro hilos con corrientes desequilibradas	46
5	Simulaciones Hardware-in-the-Loop (HIL)	49
5.1	Simulaciones HIL: definición y funcionamiento	49
5.2	Simulación HIL para el control de un VSC	50
5.3	Simulación HIL para un VSC a tres hilos	51
5.3.1	STATCOM y control DC en ejes dq	52
5.3.2	VSC con control resonante en ejes abc	55
5.4	Simulación HIL para un VSC a cuatro hilos	56
5.4.1	VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes equilibradas	57
5.4.2	VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes desequilibradas	58
6	Resultados experimentales	59
6.1	Montaje experimental	59
6.1.1	VSCs de cuatro columnas	60
6.1.2	PCB de control y medidas	62
6.1.3	VSC de balance	64
6.1.4	Protocolo de comunicaciones bus CAN	65
6.2	VSC en STATCOM con control dq . Control DC.	67
6.3	VSC trifásico a tres hilos con control PR	68
6.4	VSC trifásico a cuatro hilos con control PR	73
6.4.1	Condiciones equilibradas	73
6.4.2	Condiciones desequilibradas	75
7	Conclusiones y trabajo futuro	79
	<i>Índice de Figuras</i>	81
	<i>Índice de Tablas</i>	85
	<i>Bibliografía</i>	87

Notación

\mathbf{A}^{\top}	Transpuesto de la matriz \mathbf{A}
\mathbf{A}^{-1}	Inversa de la matriz \mathbf{A}
\mathbf{T}_P	Transformada de Park
\mathbf{T}_C	Transformada de Clarke
dx/dt	Derivada de x con respecto al tiempo
\sin	Función seno
\cos	Función coseno
tg	Función tangente
x^*	Valor de referencia para la magnitud x
v_g^k	Tensión de red de la fase o eje k
i_g^k	Intensidad intercambiada con la red de la fase o eje k
v_{dc}	Tensión del bus de corriente continua
η_k	<i>Duty Cycle</i> de la fase o eje k
L	Transformada de Laplace
T_s	<i>Sample Time</i> o tiempo de muestreo del control

1 Introducción

Sirva este capítulo de breve introducción a la temática que se tratará en el documento. Se pretenden definir los objetivos concretos del trabajo y dónde se ubica dentro de las actuales líneas de investigación del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Sevilla.

1.1 Marco del Trabajo

El presente Trabajo de Fin de Máster se enmarca dentro del proyecto de I+D+i ENE2014-54115-R titulado “*AllToGather*: Integración efectiva de recursos en la gestión distribuida de redes de MT/BT”, financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad de España y concedido al Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE) de la Universidad de Sevilla (US) en la convocatoria 12/2015 con un período de ejecución comprendido entre 01/2015 y 12/2018. Con este proyecto se pretende avanzar en la implementación de nuevas funcionalidades de supervisión y control que permitan la plena utilización de todos los recursos disponibles en la red, consiguiendo con ello un considerable aumento de la fiabilidad y eficiencia de las redes de distribución. Se aborda en detalle el conocimiento de las redes de baja tensión (BT), las cuales se prevé sean objeto de importantes cambios en un futuro cercano. Entre otros, cabe destacar la creciente penetración en el sistema eléctrico de generadores distribuidos (GD), el crecimiento del mercado de vehículos eléctricos (VE) o la implantación masiva de contadores inteligentes.

Por una parte, el aumento en el número de concentradores y contadores inteligentes desplegados por la red proporciona una valiosa información sobre zonas para las cuales antes no se tenían apenas datos. Por ello, cabría imaginarse que estos datos deberían suponer una ayuda para una planificación y operación más eficiente de las redes. Se presenta la situación, sin embargo, que la mayoría de las distribuidoras no disponen de los medios necesarios para gestionar esta ingente cantidad de información y, de hecho, desconocen cómo sacar provecho de ella. El objetivo principal del proyecto *AllToGather* es transformar estos datos en una oportunidad para tener un conocimiento más detallado de las redes actuales de BT.

Por otra parte, el proyecto *AllToGather* pretende avanzar en un mejor aprovechamiento de todos los nuevos agentes con capacidad de control presentes en la red. En especial, los convertidores en fuente en tensión (VSC, del inglés *Voltage Source Converter*) empleados para la conexión a red de GD, presentan una serie de características clave que pueden ser empleadas para mejorar la operación de la red. Siendo conocido el alto grado de desequilibrio que presentan en la actualidad las redes BT, con elevadas intensidades circulando por el hilo de neutro, se plantea si sería posible que los VSCs contribuyeran a reducir este desequilibrio. Ello se lograría mediante un control que permitiera la inyección de diferentes intensidades por cada una de las fases de la red. Este control se implantaría con miras a reducir el desequilibrio global de la red y como consecuencia directa se tendría una bajada en las pérdidas del sistema y una mejora en la calidad de suministro para el consumidor final.

1.2 Red a escala de BT

Para lograr los objetivos propuestos, el proyecto *AllToGather* incluye el montaje de una red a escala de BT en los laboratorios del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la US. Con esto, se persigue replicar el comportamiento de una red real de BT que permita realizar ensayos de nuevas estrategias para el control y operación de la red en tiempo real. Se emplea un modelo de red europea de BT propuesta por CIGRE (Consejo Internacional de Grandes Redes Eléctricas) [1] que se presenta en la Figura 1.1. La red de estudio se compone de tres líneas de alimentación radiales (*feeders*) conectados a una red de media tensión (MT) de 20 kV mediante sendos transformadores MT/BT. El primer *feeder* se destina exclusivamente a cargas residenciales, el segundo a cargas industriales y el tercero a cargas comerciales. En cada una de estas subredes se podrán tener también diversos tipos de GD. La tensión nominal de línea es de 400 V y la frecuencia del sistema es 50 Hz.

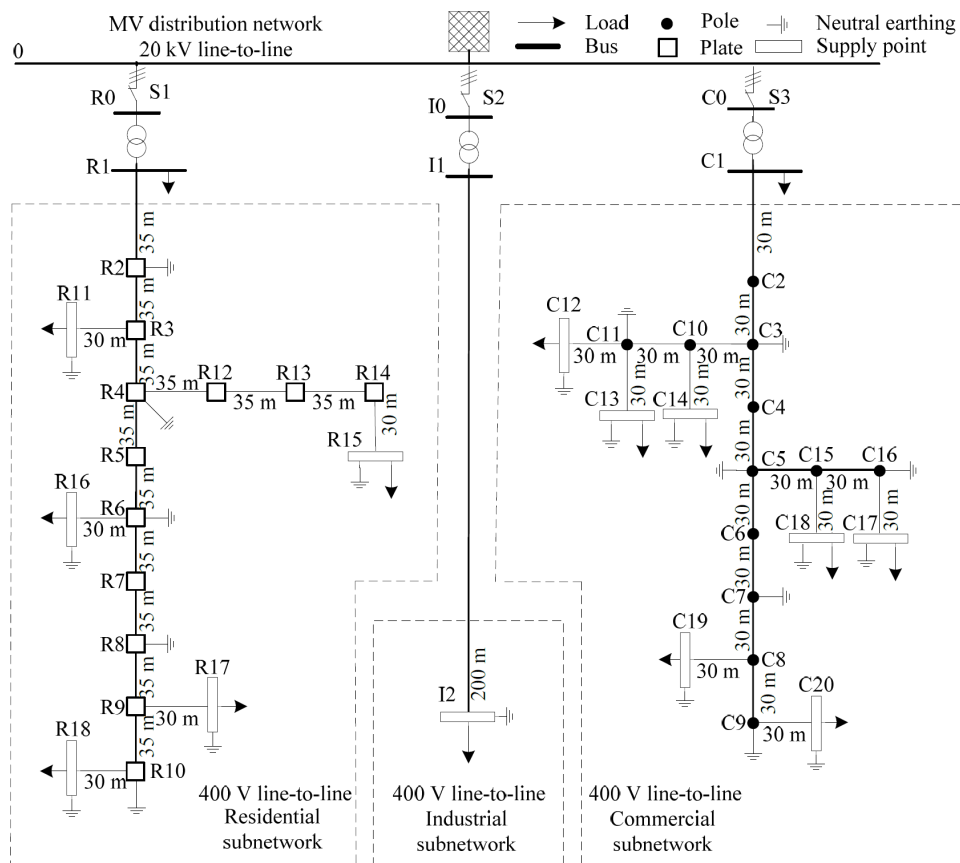


Figura 1.1 Red europea de BT propuesta por CIGRE [1].

De cara a tener una red con una dimensión más controlable y que permita su implementación en los laboratorios, se decide trabajar exclusivamente con la subred correspondiente a cargas residenciales. Para ésta subred, las líneas son subterráneas y se componen de tres fases más neutro (3F+N). La puesta a tierra del sistema permite distintas configuraciones. Lo más común en España es el sistema de puesta a tierra TT, en el cual tanto el neutro del transformador como la masa de las cargas son directamente puestos a tierra. Debido a limitaciones económicas, en el proyecto *AllToGather* sólo se ha considerado la puesta a tierra del neutro del transformador de cabecera. La conexión de los consumidores será mayoritariamente monofásica.

Previamente a la implementación se considera necesario realizar una simplificación de la red que permita reducir el número de tramos. Para ello, se toma la decisión de agrupar en un mismo tramo todos los segmentos que queden comprendidos entre dos nudos de la red. La red queda, por tanto, estructurada de acuerdo a la Figura 1.2. Se trata ahora de una red radial de doce nudos y diez tramos con dos tipos de conductores típicos de las líneas subterráneas, UG1 y UG3, ambos definidos en la red propuesta por CIGRE [1].

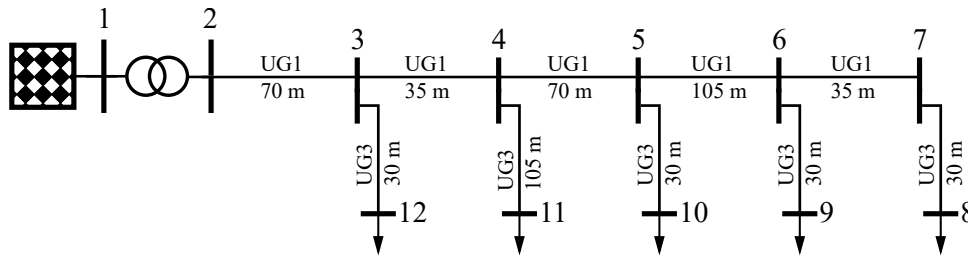


Figura 1.2 Red BT a escala simplificada.

Esta última es la red que finalmente se monta en los laboratorios. Los tramos de la red se modelan mediante un modelo de parámetros concentrados de forma que se sustituyen por una serie de resistencias y reactancias equivalentes. Dado que en el laboratorio se tienen limitaciones evidentes a la hora de reproducir una red real de BT se decide realizar un cambio de base para escalar sus parámetros. La tensión nominal de 400 V no será necesario escalarla para su implementación experimental en los laboratorios. La potencia de la red, sin embargo, si deberá ser escalada para adecuarla a niveles que puedan ser gestionados en un laboratorio. A la hora de calcular las nuevas impedancias para la red escalada es importante tener en cuenta que se deben respetar las caídas de tensión que se producirían en la red original. En [2] se detallan los cálculos realizados para escalar la red considerando todas las restricciones impuestas. Estos resultan en la decisión de aplicar un factor de escala para las impedancias de las líneas de 1:6. En la Tabla 1.1 se presentan los valores de resistencias e inductancias de la red original y de la red escalada para el laboratorio.

Tabla 1.1 Impedancias originales y escaladas para los tramos de la Red de BT a escala.

Tramo de red	Impedancia original		Impedancia escalada	
	R	X	R	X
2-3	0.0032 Ω	0.0128 Ω	0.0192 Ω	0.0768 Ω
3-4	0.0057 Ω	0.0028 Ω	0.0340 Ω	0.0171 Ω
4-5	0.0113 Ω	0.0057 Ω	0.0680 Ω	0.0342 Ω
5-6	0.0170 Ω	0.0085 Ω	0.1021 Ω	0.0512 Ω
6-7	0.0057 Ω	0.0028 Ω	0.0340 Ω	0.0171 Ω
7-8	0.0247 Ω	0.0026 Ω	0.1480 Ω	0.0154 Ω
6-9	0.0247 Ω	0.0026 Ω	0.1480 Ω	0.0154 Ω
5-10	0.0247 Ω	0.0026 Ω	0.1480 Ω	0.0154 Ω
4-11	0.0860 Ω	0.0090 Ω	0.5179 Ω	0.0538 Ω
3-12	0.0247 Ω	0.0026 Ω	0.1480 Ω	0.0154 Ω

En la Figura 1.3 se muestra el montaje realizado en los laboratorios del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la US. En dicha figura se pueden apreciar los doce nudos de la red BT simplificada y escalada antes definida. Sobre dos bandejas perforadas se sitúan las resistencias y reactancias equivalentes a cada tramo de la red. Se incluye también el transformador de cabecera de 125 kVAs de potencia nominal y configuración de conexión Dyn11. Dado que en realidad la red es alimentada en BT, la relación del transformador es 1:1.

Cabe destacar, finalmente, que esta red a escala de BT hereda multitud de los conocimientos adquiridos en proyectos anteriores del departamento. En primer lugar, en el Proyecto Fin de Carrera (PFC) [3] y su posterior artículo [4] se plantea por primera vez el modelado y montaje experimental de una red a escala en los laboratorios del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la US. Más recientemente, en el proyecto PRICE-GDI [5] se diseña e implementa en los laboratorios del departamento una red a escala más versátil y

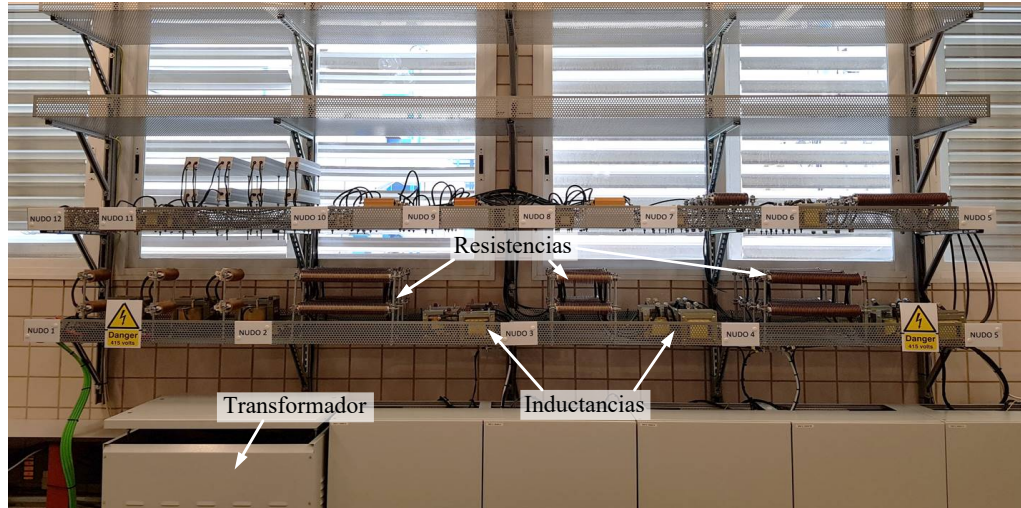


Figura 1.3 Red BT a escala implementada en los laboratorios del DIE de la US.

próxima a las redes activas de distribución reales. En este proyecto ya se incluía el control de convertidores electrónicos de potencia, la creación de un sistema de motorización y registro de datos y el desarrollo de una interfaz de usuario que permite la simulación de distintos escenarios.

1.3 Emulación de cargas y generación

En cada uno de los nudos de la red a escala mostrada en la Figura 1.2 pueden coexistir diversos tipos de carga (ya sean domésticas, comerciales o industriales), GD (como energía fotovoltaica, eólica o cogeneración) o dispositivos de almacenamiento de energía.

Mediante un convertidor en fuente de tensión (VSC, del inglés *Voltage Source Converter*) situado en cada uno de los nudos se puede emular el efecto resultante de todos los agentes conectados en ese punto. Las referencias de potencia activa y reactiva del VSC quedan definidas por el balance resultante entre las diversas cargas y generadores coexistentes en dicho nudo. Este dispositivo se conoce con el acrónimo OLE [5] (del inglés *Omnimode Load Emulator*, Emulador universal de cargas) ya que, en principio, permite establecer cualquier flujo tanto de potencia activa como de potencia reactiva de forma independiente.

Si bien los VSCs ya se han usado en proyectos anteriores del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la US [5], éstos siempre se han empleado para emular cargas y/o generación en condiciones perfectamente equilibradas. El hecho de que en este proyecto se esté reproduciendo una red BT implica que gran cantidad de las cargas emuladas serán monofásicas, con el consiguiente desequilibrio para la red que ello supone. El proyecto *AllToGather* propone que los GD sean capaces de reducir el desequilibrio global mediante la inyección de corrientes desequilibradas en la red. De forma adicional, se pretende que los VSCs sirvan para emular los acoplamientos inductivos que se tendrían entre los conductores de la red original. Esto último se consigue mediante un modelo de fuentes de intensidad dependientes situadas en ciertos nudos estratégicos de la red [2].

Estas condiciones imponen el requisito de que las intensidades inyectadas por el VSC se puedan controlar de forma independiente por cada una de las fases. El neutro de la red jugará un papel importante, ya que, en situaciones de desequilibrio se tendrá, inevitablemente, una intensidad que circulará por este conductor. El reto que se plantea es, por tanto, desarrollar un control que permita definir tanto en amplitud como en ángulo la intensidad inyectada en cada una de las fases de la red de forma independiente. Cabe destacar que la puesta en marcha de un VSC con este tipo de control marcaría un hito importante en los laboratorios del departamento, dónde nunca antes se había operado un VSC en condiciones desequilibradas.

Teniendo en cuenta las particularidades del proyecto y para los niveles de tensión e intensidad que se pondrán en juego en la red, se considera adecuada la utilización de un VSC de dos niveles a cuatro columnas basado en IGBTs como el que se adelanta en la Figura 1.4. **Desarrollar un control desequilibrado para este VSC será el objetivo principal de este trabajo.**

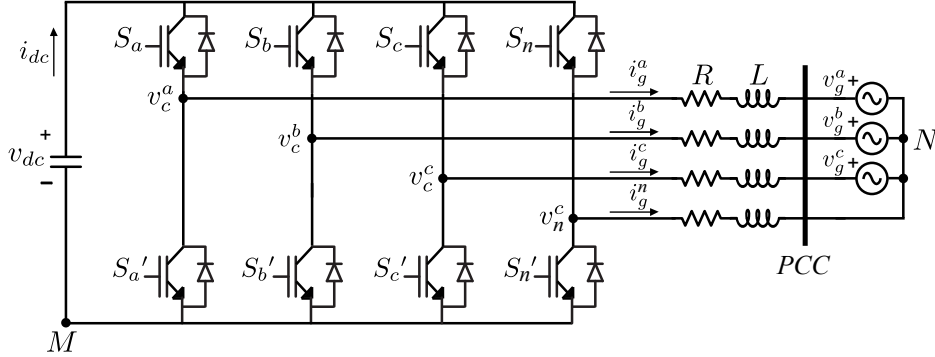


Figura 1.4 VSC de dos niveles a cuatro columnas.

Los VSCs se instalan en ciertos nudos de la red BT simplificada definida en el apartado anterior. En la Figura 1.5 se muestra un esquema con la configuración de conexión de los VSCs en la red. Se tienen seis nudos de la red en los cuales será necesario la instalación de un VSC a cuatro hilos. De forma adicional, se deberá contar con un VSC complementario cuya función será la de balancear la potencia consumida o inyectada por los otros seis convertidores en la red. Este balance se logra mediante el control de la tensión de un bus de tensión continua común a todos los VSCs [6].

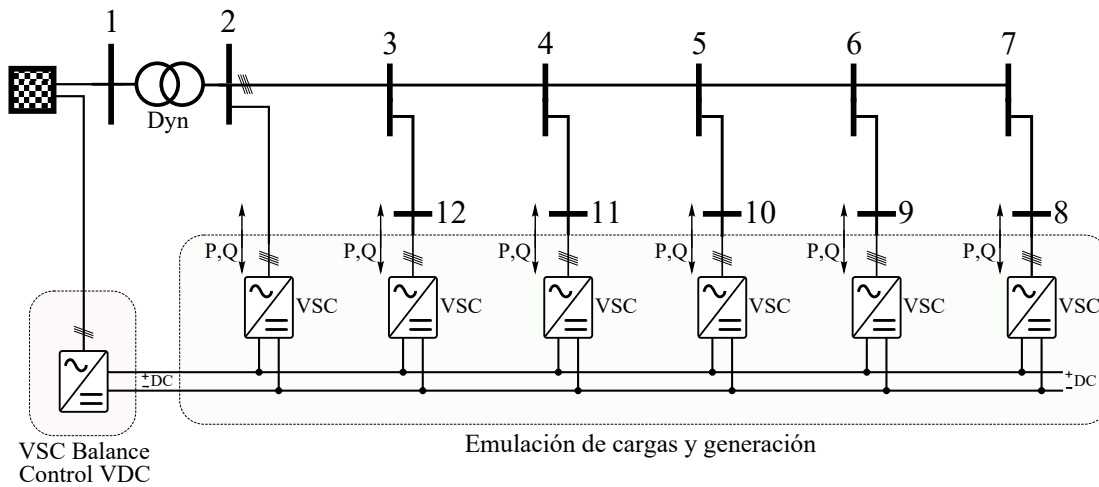


Figura 1.5 Emulación de cargas y generación en red BT a escala.

Los VSCs se ubican físicamente en varios armarios bajo las resistencias e inductancias que modelan la red BT de los laboratorios. En la Figura 1.6 se muestra el montaje experimental con los citados armarios. El contenido de los armarios y los propios VSCs se presentarán con detalle en futuros capítulos.

1.4 Objetivo del Trabajo Fin de Máster

Este Trabajo Fin de Máster se centrará en el estudio, simulación e implementación hardware de un control desequilibrado para un VSC trifásico de cuatro columnas a cuatro hilos conectado a red. Este objetivo se

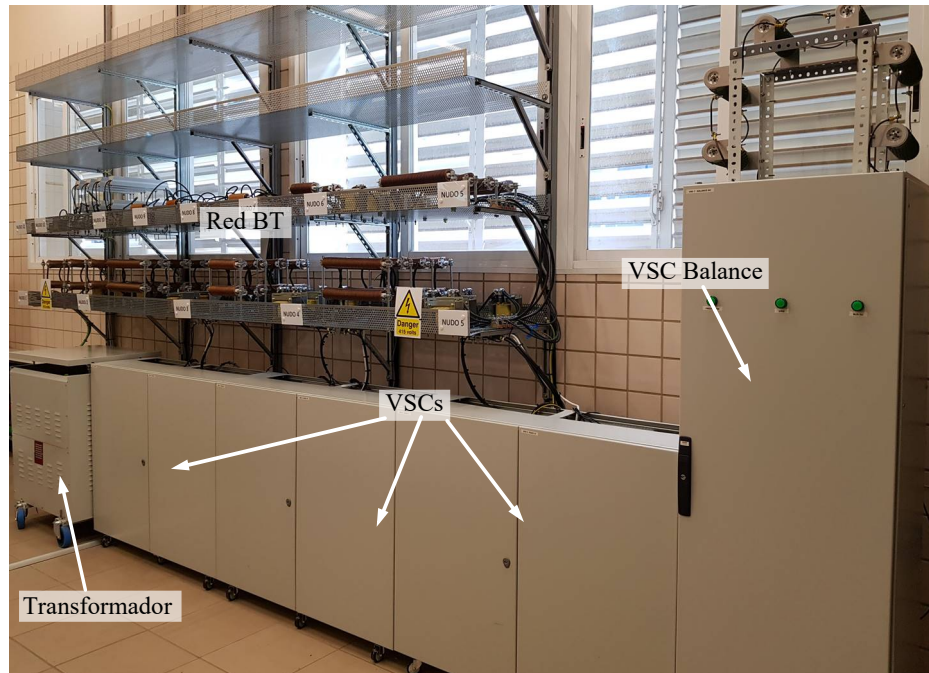


Figura 1.6 Armarios con VSCs para la red BT a escala instalada en los laboratorios del DIE de la US.

logrará mediante el diseño de una nueva metodología de trabajo en el laboratorio que pretende ser segura, fiable y flexible. La finalidad, por tanto, de este documento no es solo la de plasmar el proceso de puesta en marcha y los resultados experimentales obtenidos para el convertidor específico de este proyecto, sino la de crear una metodología de procedimientos que pueda ser aplicable a nuevos y diversos proyectos que se acometan en el laboratorio en el futuro.

1.5 Metodología de trabajo

En línea con lo reflejado en el anterior apartado, uno de los objetivos concretos de este Trabajo Fin de Máster es el de desarrollar una nueva metodología de trabajo en el laboratorio. Haciendo hincapié en lo comentado anteriormente, esta metodología se ha desarrollado basándose en tres pilares fundamentales: debe ser segura, fiable y flexible.

Esta metodología debe ser **segura** en cuanto a los equipos que se vayan a poner en funcionamiento, de forma que antes de comenzar la implementación experimental se hayan realizado todas las simulaciones software y pruebas pertinentes para poder prever con cierto grado de certidumbre cómo se comportarán. Se habla únicamente de seguridad en materia de equipos ya que se da por descontado que en cualquier actuación realizada en los laboratorios siempre se toman todas las medidas de seguridad necesarias para evitar cualquier tipo de daño sobre las personas.

Debe ser **fiable**, en cuanto a que los resultados obtenidos en simulación se correspondan fielmente con los resultados experimentales. Por ello, en la fase más temprana del proyecto se pusieron a prueba las herramientas y hardware de simulación con ensayos para los cuales el laboratorio acumula una dilatada experiencia. Para estos ensayos, se conocen con detalle los resultados que se deberían obtener en cada una de las etapas.

Por último, es igualmente importante que la metodología sea **flexible**, es decir, el cambio de un etapa a otra, ya sea en sentido ascendente o descendente, debe ser fácilmente practicable. De esta forma, si en algún momento de la implementación se presentara algún problema que pudiera poner en riesgo a los equipos, el objetivo sería volver a etapas anteriores para tratar de reproducir el comportamiento observado. En este punto sería posible buscar una solución reduciendo al máximo el riesgo de daños para los equipos.

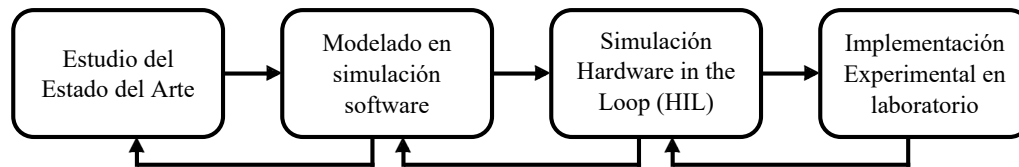


Figura 1.7 Metodología de trabajo en el laboratorio.

En la Figura 1.7 se muestra un diagrama con las cuatro etapas que conforman la metodología desarrollada para trabajos en el laboratorio. Dichas etapas son:

1. Estudio del Estado del Arte:

El punto de partida es la revisión en profundidad de toda la literatura y publicaciones sobre la disciplina que se pretende abordar. Para este trabajo en particular se ha revisado el estado del arte de los convertidores en fuente de tensión. Para los VSCs a tres hilos se han estudiado los modelos y las diferentes estrategias de control que se emplean actualmente. Para los VSCs a cuatro hilos se han revisado las ventajas y desventajas de una serie de topologías así como los modelos y estrategias de control aplicables.

De forma complementaria, también se ha revisado la experiencia acumulada en el laboratorio para la puesta en marcha de dispositivos similares haciendo análisis de posibles mejoras en el procedimiento.

2. Modelado en simulación software:

Una vez definido plenamente el dispositivo a implementar y su modelo, el segundo paso a seguir es el de la simulación software. En esta etapa es posible comprobar, en una primera aproximación, la estrategia de control desarrollada y su comportamiento. Mediante el uso de un software específico para modelado de circuitos eléctricos y electrónicos se pueden analizar los resultados de simulación en diferentes escenarios. En este punto es posible validar el esquema de conexiones, impedancias y filtros seleccionados, modelo de control, etc. Deben realizarse todos los cambios y ajustes que se consideren oportunos.

3. Simulación Hardware-in-the-Loop:

Hardware-in-the-Loop (HIL) es un tipo de simulación que permite desarrollar y validar controladores en tiempo real. Un equipo simulador HIL es capaz de ejecutar en tiempo real el modelo de una planta determinada a la par que interactuar mediante señales analógicas o digitales con el microcontrolador en desarrollo. Gracias a este tipo de simulación es posible validar la estrategia de control una vez que ésta se ha implementado físicamente en una tarjeta procesadora digital de señales (DSP, del inglés *Digital Signal Processor*). Un DSP es un sistema basado en un microcontrolador optimizado para aplicaciones que requieran la lectura de señales y realización de cálculos a muy alta velocidad. Los DSPs resultan por tanto idóneos para el control de VSCs en tiempo real. En el Capítulo 5 se estudia en detalle esta técnica de simulación así como los elementos hardware implicados.

Cabe destacar que el modelo de control debe ser discretizado para poder ejecutarse en un DSP. Es importante comprobar los efectos que tiene esa discretización en el control de la planta y observar si hubiera posibles deficiencias en la potencia de cálculo del DSP. Esta etapa posibilita, por tanto, la depuración y optimización del código que ejecuta el DSP.

4. Implementación experimental en laboratorio:

El proceso finaliza con la implementación experimental en el laboratorio. Los resultados obtenidos en las simulaciones previas se deben validar con las mediciones reales. En el caso de que se observaran diferencias respecto a lo esperado debe buscarse la causa origen del problema y volver a etapas anteriores para introducir cambios en el diseño o estrategia de control.

Esta metodología aplicada a este Trabajo Fin de Máster se traduce en una serie de capítulos con objetivos concretos:

En el Capítulo 2 se revisa el estado del arte de los VSCs trifásicos en sus diversas topologías tanto a tres como a cuatro hilos. También se realiza un estudio en detalle de las diversas estrategias de control para convertidores: control en ejes dq , $\alpha\beta$ y abc .

El Capítulo 3 se centra en la estrategia de control diseñada para el VSC a cuatro hilos que atañe a este proyecto. Se desarrolla el control Proporcional Resonante (PR) en ejes abc y se justifica por qué resulta el más adecuado para la aplicación concreta que se busca.

En el Capítulo 4, se presentan las simulaciones a ordenador que se han realizado de convertidores de tres y cuatro columnas para distintas topologías y configuraciones de conexión. Estas simulaciones han sido realizadas en *MATLAB-Simulink* apoyándose en la librería de *SimPowerSystems*.

En el Capítulo 5 se presentan las simulaciones Hardware-in-the-Loop realizadas para el proyecto. De forma adicional, se estudian las bases de esta técnica de simulación y los beneficios y ventajas que aporta previo a la implementación experimental en laboratorio.

El Capítulo 6 se centra en el montaje experimental realizado en el laboratorio. Se muestran los resultados obtenidos para distintos ensayos realizados con el VSC con diversas estrategias de control.

Finalmente, en el Capítulo 7 se alcanzan las conclusiones del documento y se presentan las líneas de trabajo futuro en este campo.

2 Estado del arte

En este capítulo se realiza una revisión del estado del arte para convertidores en fuentes de tensión y sus aplicaciones actuales. En concreto, se estudiarán los VSC de dos niveles a tres y cuatro hilos, así como los fundamentos de las estrategias de control en ejes $\alpha\beta$ y dq .

2.1 VSCs trifásicos a tres hilos

En este apartado se estudian los VSC de dos niveles como el que se muestra en la Figura 2.1. A nivel hardware, estos dispositivos se componen de una serie de columnas (en este caso tres) conectadas en paralelo a una tensión continua. Cada una de estas columnas está formada por una pareja de IGBTs con diodos en anti-paralelo. Ejerciendo un adecuado control sobre los estados de conducción y no conducción de los IGBTs es posible crear en los puntos v_c^a , v_c^b y v_c^c una onda de tensión alterna a partir de la tensión del bus de continua v_{dc} . De la misma forma, también es posible obtener una tensión continua v_{dc} a partir de una tensión alterna en los puntos v_c^a , v_c^b y v_c^c .

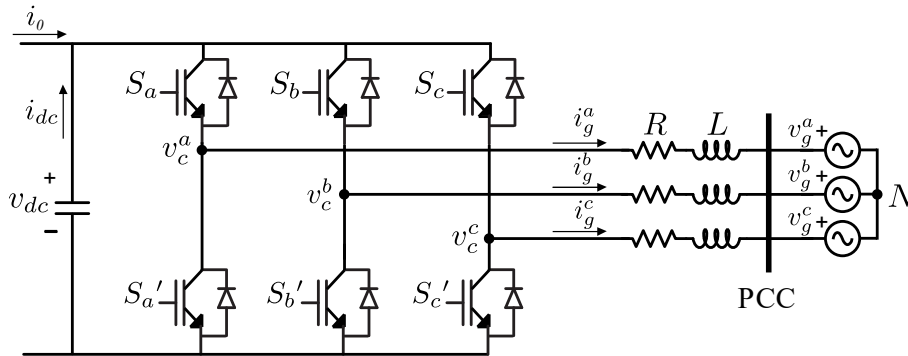


Figura 2.1 Convertidor en fuente de tensión de dos niveles a tres hilos.

El control de los IGBTs se realiza mediante la técnica de modulación por ancho de pulsos conocida como PWM (del inglés *Pulse Width Modulation*). La técnica PWM consiste básicamente en la comparación de una señal moduladora y de una señal portadora. La señal moduladora, conocida como *duty*, representa la tensión que se quiere obtener a las puertas del VSC. Tendrá, por tanto, la misma frecuencia que ésta y una amplitud que dependerá directamente de la relación entre la tensión de continua y la tensión de alterna que se quiere modular. La señal portadora tiene una forma de onda triangular o de diente de sierra y debe tener una frecuencia notablemente superior a la de la señal moduladora [7]. Esta será la frecuencia a la que conmuten los IGBTs. La comparación de estas dos señales da como resultado dos trenes de pulsos que se denotarán como S_k y S'_k ($k = a, b, c$). El espectro armónico de este tren de pulsos incluye, entre otras, la frecuencia fundamental de la señal moduladora y la frecuencia de conmutación de los IGBTs (o frecuencia de la señal portadora). La lógica de comparación es la siguiente:

- Si la señal Moduladora se encuentra por debajo de la señal Portadora: $S_k = 0$ y $S'_k = 1$
- Si la señal Moduladora se encuentra por encima de la señal Portadora: $S_k = 1$ y $S'_k = 0$

Las señales S_k y S'_k son las encargadas de controlar el encendido o apagado del IGBT que tienen asociado, de forma que, un pulso en nivel alto implica un estado de conducción del IGBT y un pulso en nivel bajo implica un estado de no conducción. Es fácilmente comprobable que la señal S_k siempre es la complementaria de la señal S'_k . Es importante que esta condición se cumpla ya que, un encendido simultáneo de los dos IGBTs de una misma columna provocaría un cortocircuito de la tensión DC. En la práctica, para garantizar que no se dé este escenario se suele introducir un pequeño margen de tiempo entre el apagado de un IGBT y el encendido de su complementario. Comúnmente se conoce este tiempo como “*dead time*” y su valor puede tener influencia en la calidad de onda generada [8].

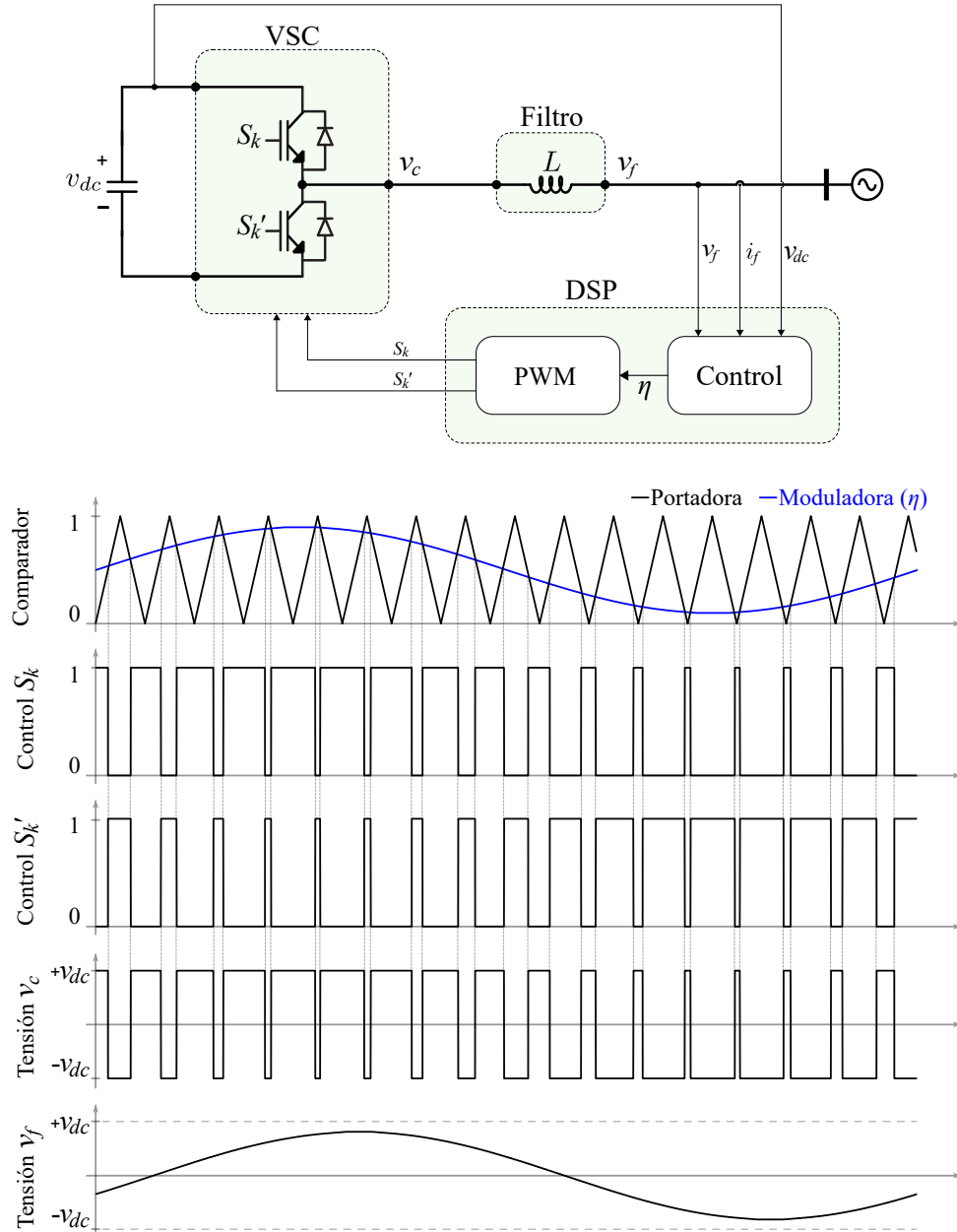


Figura 2.2 Técnica de modulación PWM para un VSC.

En la Figura 2.2 se resume el esquema de control y operación para una columna cualquiera ($k = a, b, c$) de un VSC. En este caso el control es realizado por un DSP, el cual recibe las medidas de las variables del

sistema que se pretenden controlar (ya sean v_f , i_f o v_{dc}). A partir de estas medidas y de unas referencias dadas es posible, empleando una estrategia de control adecuada, generar la señal moduladora (η). Como ya se ha visto, gracias a la técnica PWM, esta señal da lugar a sendos trenes de pulsos S_k y S'_k . La tensión a las puertas del convertidor (v_c) será, por tanto, una señal cuadrada que variará entre $+v_{dc}$ y $-v_{dc}$ en función de qué IGBT se encuentre en conducción en cada instante. Si se trata esta tensión v_c con un filtro paso bajo se obtiene la componente fundamental de la tensión v_c .

2.1.1 Modelado de un VSC trifásico

A continuación se desarrolla el modelo teórico en ejes abc para un VSC de dos niveles a tres hilos conectado a red a través de un filtro inductivo como el que se muestra en la Figura 2.1.

De dicha figura se pueden deducir las siguientes cuatro ecuaciones que gobiernan el sistema [9] [10] :

$$R \cdot i_g^a + L \frac{di_g^a}{dt} + v_g^a = \eta_a \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.1)$$

$$R \cdot i_g^b + L \frac{di_g^b}{dt} + v_g^b = \eta_b \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.2)$$

$$R \cdot i_g^c + L \frac{di_g^c}{dt} + v_g^c = \eta_c \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.3)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \eta_a \frac{i_g^a}{2} + \eta_b \frac{i_g^b}{2} + \eta_c \frac{i_g^c}{2} - i_0 \quad (2.4)$$

Donde η_a , η_b y η_c son las señales moduladoras correspondientes a la modulación PWM. En estas ecuaciones, η toma valores entre +1 y -1. Posteriormente puede ser necesario realizar una adaptación o cambio de escala para la modulación PWM.

Reordenando las ecuaciones (2.1) a (2.4) se tiene:

$$\frac{di_g^a}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_a \frac{v_{dc}}{2} - R \cdot i_g^a - v_g^a \right) \quad (2.5)$$

$$\frac{di_g^b}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_b \frac{v_{dc}}{2} - R \cdot i_g^b - v_g^b \right) \quad (2.6)$$

$$\frac{di_g^c}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_c \frac{v_{dc}}{2} - R \cdot i_g^c - v_g^c \right) \quad (2.7)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} (\eta_a \cdot i_g^a + \eta_b \cdot i_g^b + \eta_c \cdot i_g^c) - i_0 \right) \quad (2.8)$$

Las ecuaciones (2.5) - (2.7) modelan la componente alterna del VSC y la ecuación (2.8) se encarga de modelar la tensión continua. Todas ellas son ecuaciones diferenciales ordinarias no lineales de primer orden.

Con vistas a simplificar futuros cálculos se reagrupan las ecuaciones matricialmente de acuerdo a:

$$\mathbf{i}_g^{abc} = \begin{pmatrix} i_g^a \\ i_g^b \\ i_g^c \end{pmatrix}; \quad \mathbf{v}_g^{abc} = \begin{pmatrix} v_g^a \\ v_g^b \\ v_g^c \end{pmatrix}; \quad \eta_{abc} = \begin{pmatrix} \eta_a \\ \eta_b \\ \eta_c \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix}; \quad \mathbf{L} = \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Las ecuaciones (2.5) a (2.8), por tanto, quedan definitivamente agrupadas en ejes abc como:

$$\mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}_g^{abc}}{dt} = \eta_{abc} \frac{v_{dc}}{2} - \mathbf{R} \cdot \mathbf{i}_g^{abc} - \mathbf{v}_g^{abc} \quad (2.11)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} (\eta_{abc}^T \cdot \mathbf{i}_g^{abc}) - i_0 \quad (2.12)$$

2.1.2 Modelo en ejes dq

En un sistema eléctrico de corriente alterna, las tensiones e intensidades presentan una variación sinusoidal con el tiempo. Esta característica dificulta su seguimiento con las herramientas tradicionales del control automático, más enfocadas al control de variables de carácter continuo.

En este escenario, se plantea la transformación de las magnitudes del sistema a unos ejes rotatorios síncronos con la tensión de red. Con el cambio a estas nuevas coordenadas, conocidas como $z dq$ (del inglés, *Zero-Direct-Quadrature*), dichas variables sinusoidales pasan a ser magnitudes constates en el régimen permanente. El cambio de coordenadas se hace efectivo mediante la aplicación de la Transformada de Park, \mathbf{T}_p , definida por la siguiente matriz:

$$\mathbf{T}_p = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Siendo θ el ángulo instantáneo de la tensión de red. Para conocer su valor es común emplear un PLL (del inglés, *Phase-Locked-Loop*). El PLL es un sistema de control realimentado que permite conocer en tiempo real la frecuencia y el ángulo de la tensión de red [11]

Aplicando la Transformada de Park a las variables del modelo (2.9) se tiene:

$$\mathbf{i}_g^{abc} = \mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{i}_g^{z dq}; \quad \mathbf{v}_g^{abc} = \mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{v}_g^{z dq}; \quad \eta_{abc} = \mathbf{T}_p^{-1} \eta_{z dq} \quad (2.14)$$

Que si se sustituyen en las ecuaciones (2.11) y (2.12) queda:

$$\mathbf{L} \frac{d(\mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{i}_g^{z dq})}{dt} = (\mathbf{T}_p^{-1} \eta_{z dq}) \frac{v_{dc}}{2} - \mathbf{R}(\mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{i}_g^{z dq}) - (\mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{v}_g^{z dq}) \quad (2.15)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} \left((\mathbf{T}_p^{-1} \boldsymbol{\eta}_{z dq})^T (\mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{i}_g^{z dq}) \right) - i_0 \quad (2.16)$$

Desarrollando estas dos ecuaciones se obtiene el modelo en coordenadas $z dq$ para un VSC de dos niveles a tres hilos:

$$\frac{di_g^d}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_d \frac{v_{dc}}{2} - L \cdot \omega \cdot i_g^q - R \cdot i_g^d - v_g^d \right) \quad (2.17)$$

$$\frac{di_g^q}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_q \frac{v_{dc}}{2} + L \cdot \omega \cdot i_g^d - R \cdot i_g^q - v_g^q \right) \quad (2.18)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} (\eta_d \cdot i_g^d + \eta_q \cdot i_g^q) - i_0 \right) \quad (2.19)$$

Donde ω representa la frecuencia de la red.

La ecuación (2.19) modela la tensión continua del VSC y las ecuaciones (2.17) y (2.18) modelan la componente de alterna en las coordenadas d y q respectivamente. Teniendo en cuenta que, hasta este punto, se está representando un sistema trifásico equilibrado, no existe la necesidad de representar la ecuación correspondiente a la coordenada z del sistema ya que ésta será nula. Éste es el motivo por el que en este trabajo se hablará en multitud de ocasiones únicamente de modelo en coordenadas dq .

Cabe destacar que las ecuaciones (2.17) y (2.18) presentan un término cruzado y que, por tanto, están acopladas entre sí. Este acoplamiento se debe tener en cuenta para el diseño de la estrategia de control.

2.1.3 Modelo en ejes $\alpha\beta$

A diferencia de las coordenadas en ejes dq , el modelo en ejes $z\alpha\beta$ se basa en un par de ejes estacionarios. La condición de estacionariedad de los ejes simplifica el proceso de transformación ya que no es necesario conocer el ángulo de la tensión de red (θ) para poder realizarla. Esto supone una ventaja para su aplicación en redes con un alto grado de contaminación armónica, en las cuales el PLL puede cometer un error importante a la hora de calcular el ángulo instantáneo de la tensión de red [12]. La transformación a ejes $z\alpha\beta$ se lleva a cabo mediante la Transformada de Clarke, \mathbf{T}_C , definida por la siguiente matriz:

$$\mathbf{T}_C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

De forma análoga al apartado anterior, se aplica la Transforma de Clarke a las variables del modelo (2.9):

$$\mathbf{i}_g^{abc} = \mathbf{T}_C^{-1} \mathbf{i}_g^{z\alpha\beta}; \quad \mathbf{v}_g^{abc} = \mathbf{T}_C^{-1} \mathbf{v}_g^{z\alpha\beta}; \quad \boldsymbol{\eta}_{abc} = \mathbf{T}_C^{-1} \boldsymbol{\eta}_{z\alpha\beta} \quad (2.21)$$

Que sustituyéndolas en las ecuaciones (2.11) y (2.12) queda:

$$\mathbf{L} \frac{d(\mathbf{T}_C^{-1} \mathbf{i}_g^{z\alpha\beta})}{dt} = (\mathbf{T}_C^{-1} \boldsymbol{\eta}_{z\alpha\beta}) \frac{v_{dc}}{2} - \mathbf{R}(\mathbf{T}_C^{-1} \mathbf{i}_g^{z\alpha\beta}) - (\mathbf{T}_C^{-1} \mathbf{v}_g^{z\alpha\beta}) \quad (2.22)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} \left((\mathbf{T}_C^{-1} \eta_{z\alpha\beta})^T (\mathbf{T}_C^{-1} \mathbf{i}_g^{z\alpha\beta}) \right) - i_0 \quad (2.23)$$

Mediante el desarrollo de estas dos ecuaciones se obtiene el modelo en coordenadas $z\alpha\beta$ para un VSC de dos niveles a tres hilos:

$$\frac{di_g^\alpha}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_\alpha \frac{v_{dc}}{2} - R \cdot i_g^\alpha - v_g^\alpha \right) \quad (2.24)$$

$$\frac{di_g^\beta}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_\beta \frac{v_{dc}}{2} - R \cdot i_g^\beta - v_g^\beta \right) \quad (2.25)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} (\eta_\alpha \cdot i_g^\alpha + \eta_\beta \cdot i_g^\beta) - i_0 \right) \quad (2.26)$$

Nuevamente, la condición de sistema trifásico equilibrado implica que la coordenada z es nula, por lo que no es necesario representar su ecuación correspondiente. En ciertas ocasiones se hablará únicamente de modelo en coordenadas $\alpha\beta$. En estos ejes $\alpha\beta$ las señales son variables en el tiempo, lo cual impone la necesidad de emplear estrategias de control alternativas a controladores PI como son los controladores resonantes. De forma adicional, se puede observar en las ecuaciones (2.24) y (2.25) que, a diferencia de lo que ocurre en el modelo en ejes dq , estas expresiones no se encuentran acopladas entre sí.

2.2 Control de VSCs trifásicos a tres hilos

Al hablar de las estrategias de control para VSCs se puede diferenciar, a grandes rasgos, entre dos tipos: control de tensiones y control de corrientes. Este trabajo se centrará en VSCs con control de corrientes.

Hay múltiples estrategias de control enfocadas al control de tensiones de un convertidor. Un método muy básico para modular una tensión a las puertas se puede llevar a cabo de forma directa y sin ni siquiera incluir lazo de realimentación. Siendo conocida la tensión continua v_{dc} y dadas unas referencias v_c^{a*} , v_c^{b*} y v_c^{c*} es fácil generar estas tensiones a las puertas del convertidor gracias a la técnica de modulación PWM. De acuerdo al modelo visto en el Apartado 2.1.1 la tensión a las puertas del convertidor obedece a la siguiente ecuación:

$$\mathbf{v}_c^{abc} = \eta_{abc} \cdot \frac{v_{dc}}{2} \quad (2.27)$$

La señal moduladora (η), por tanto, se puede calcular de forma directa a partir de unas referencias dadas v_c^{abc*} . En la Figura 2.3 se muestra este esquema de control de tensiones para un VSC. Se trata de una estrategia de control simple realizada a bucle abierto.

Lo mas habitual, no obstante, es equipar el VSC con un filtro LC y controlar la tensión de los condensadores de éste [13]. Se pueden emplear controladores PI o PR en función de si el control se realiza en ejes dq , $\alpha\beta$ o abc .

Por otra parte, el control de corrientes permite controlar la intensidad en el punto de conexión del convertidor, tanto en amplitud como en fase. Este tipo de control es el más frecuente de los utilizados en aplicaciones comerciales ya que permite un control independiente de la potencia activa y reactiva que se inyecta en una red con tensiones fijas. En esta sección se desarrollan las estrategias de control de corrientes en ejes dq y en

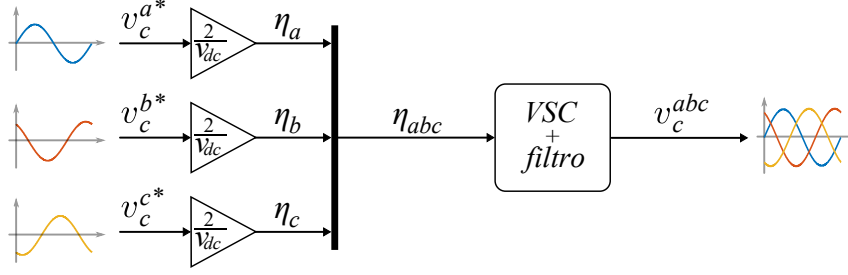


Figura 2.3 Modulación básica de tensiones para un VSC.

ejes $\alpha\beta$. El control directo en ejes abc , protagonista en este Trabajo Fin de Máster, se desarrollará de forma más extendida en el Capítulo 3.

2.2.1 Control de corrientes en coordenadas dq

En el Apartado 2.1.2 se presentó el modelo en coordenadas dq para un VSC trifásico. Cabe recordar que este modelo se obtenía aplicando la Transformada de Park a las magnitudes originales en abc y que, como resultado de esta transformación, se obtenían unas expresiones (2.17)-(2.18) para las intensidades en ejes dq (i_g^d, i_g^q). Estas nuevas magnitudes son constantes en el régimen permanente y resultan más fáciles de controlar que las variables sinusoidales.

Es importante destacar que el objetivo de controlar las intensidades i_g^d e i_g^q es el de controlar la potencia activa y reactiva que gestiona el convertidor. En [10] se presentan las siguientes ecuaciones que relacionan las potencias activas y reactivas deseadas, p^* y q^* , con las intensidades de referencia, i_g^{d*} e i_g^{q*} :

$$p^* = \frac{3}{2} (v_g^d \cdot i_g^{d*} + v_g^q \cdot i_g^{q*}) \quad (2.28)$$

$$q^* = \frac{3}{2} (v_g^d \cdot i_g^{q*} - v_g^q \cdot i_g^{d*}) \quad (2.29)$$

Conocidas las potencias activa y reactiva deseadas se pueden calcular las intensidades de referencia despejando en las ecuaciones anteriores:

$$i_g^{d*} = \frac{2}{3} \frac{(p^* \cdot v_g^d - q^* \cdot v_g^q)}{(v_g^{d2} + v_g^{q2})} \quad (2.30)$$

$$i_g^{q*} = \frac{2}{3} \frac{(p^* \cdot v_g^q - q^* \cdot v_g^d)}{(v_g^{d2} + v_g^{q2})} \quad (2.31)$$

Una vez calculadas las corrientes de referencia (i_g^{d*}, i_g^{q*}) será necesario aplicar una estrategia de control adecuada para realizar su seguimiento. Tal y como se reflejó en el Apartado 2.1.2, las ecuaciones que definen i_g^d e i_g^q (2.17) y (2.18) son no lineales y en ellas aparecen términos cruzados. Por ello, será necesario realizar una linealización del sistema que permita aplicar estrategias lineales de control. En este caso se empleará la linealización exacta entrada-salida. Este método consiste en la obtención de unas entradas ficticias a partir de las salidas reales del sistema mediante un álgebra lineal.

Para la aplicación de la estrategia de control se debe, en primer lugar, igualar las ecuaciones (2.17) y (2.18) con dos entradas auxiliares u_d y u_q respectivamente:

$$L \frac{di_g^d}{dt} + R \cdot i_g^d = \eta_d \frac{v_{dc}}{2} - L \cdot \omega \cdot i_g^q - v_g^d = u_d \quad (2.32)$$

$$L \frac{di_g^q}{dt} + R \cdot i_g^q = \eta_q \frac{v_{dc}}{2} + L \cdot \omega \cdot i_g^d - v_g^q = u_q \quad (2.33)$$

De donde se pueden obtener dos sistemas lineales independientes:

$$\begin{cases} u_d = L \frac{di_g^d}{dt} + R \cdot i_g^d \\ u_q = L \frac{di_g^q}{dt} + R \cdot i_g^q \end{cases} \quad (2.34)$$

$$\begin{cases} u_d = \eta_d \frac{v_{dc}}{2} - L \cdot \omega \cdot i_g^q - v_g^d \\ u_q = \eta_q \frac{v_{dc}}{2} + L \cdot \omega \cdot i_g^d - v_g^q \end{cases} \quad (2.35)$$

A este último sistema se le pueden aplicar estrategias de control lineales como lo es un controlador Proporcional-Integral (PI). Este control combina una ganancia proporcional, k_p , que multiplica al error instantáneo y una ganancia integral, k_i , que multiplica al error acumulado. Para este caso:

$$u_d = k_p \cdot e_{i_g^d} + k_i \cdot \xi_{i_g^d} \quad (2.36)$$

$$u_q = k_p \cdot e_{i_g^q} + k_i \cdot \xi_{i_g^q} \quad (2.37)$$

Siendo $e_{i_g^d}$ y $e_{i_g^q}$ el error cometido entre las intensidades de referencia en los ejes directo y cuadratura (i_g^{d*} , i_g^{q*}) y las intensidades reales (i_g^d , i_g^q):

$$e_{i_g^d} = i_g^{d*} - i_g^d \quad (2.38)$$

$$e_{i_g^q} = i_g^{q*} - i_g^q \quad (2.39)$$

Y siendo $\xi_{i_g^d}$ y $\xi_{i_g^q}$ la acumulación de dicho error:

$$\xi_{i_g^d} = \int e_{i_g^d} \cdot dt = \int (i_g^{d*} - i_g^d) dt \quad (2.40)$$

$$\xi_{i_g^q} = \int e_{i_g^q} \cdot dt = \int (i_g^{q*} - i_g^q) dt \quad (2.41)$$

Las entradas auxiliares, u_d y u_q , se han creado para aplicar una estrategia de control lineal en el sistema. No obstante, estas entradas son ficticias y consecuentemente deben ser relacionadas con las variables reales del modelo (η_d , η_q). Despejando estas entradas en el sistema (2.35) se tiene:

$$\eta_d = \frac{2}{v_{dc}} (u_d + v_g^d + L \cdot \omega \cdot i_g^q) \quad (2.42)$$

$$\eta_q = \frac{2}{v_{dc}} (u_q + v_g^q + L \cdot \omega \cdot i_g^d) \quad (2.43)$$

De acuerdo a las ecuaciones (2.36), (2.37), (2.42) y (2.43) es posible formular el control de corrientes en ejes dq como el que se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 2.4. La planta que se somete a control se representa como $G(s)$, siendo este bloque el encargado de modelar el comportamiento real del VSC. En consecuencia, $G(s)$ recibe las señales moduladoras de cada columna del VSC (η_{abc}) y devuelve como salidas las intensidades de cada fase (i_g^{abc}). Estas intensidades se deben transformar a coordenadas dq para aplicar el control desarrollado. Como se ha visto, dicha transformación se efectúa mediante la aplicación de la Transformada de Park (\mathbf{T}_p).

Una vez se tienen las intensidades en ejes dq (i_g^q, i_g^d) ya es posible calcular el error cometido en corrientes que alimentará el controlador PI. Conforme a las ecuaciones (2.36) y (2.37) las salidas del controlador PI serán las señales u_d y u_q . Conocidas estas señales ya es posible obtener las señales moduladoras en ejes dq (η_d, η_q) (Ecuaciones (2.42) y (2.43)). El bucle se cierra con la obtención de η_{abc} mediante la aplicación de la Transformada de Park inversa (\mathbf{T}_p^{-1}) a η_d y η_q .

La etapa en la que se añaden las tensiones de red al control se conoce con el nombre de *Feedforward*. El *Feedforward* proporciona por adelantado las tensiones de red al controlador y consigue una buena respuesta dinámica ante cualquier variación en las tensiones [14].

Por otra parte, la adición al control de las intensidades cruzadas no tiene otra función que la de cancelar el acoplamiento entre los ejes d y q que se presentó anteriormente.

Finalmente, dado que la Transformada de Park requiere conocer el ángulo instantáneo de la tensión de red, será necesaria la inclusión de un PLL en la estrategia de control. El PLL analiza las tensiones de red (v_g^{abc}) y permite alcanzar el sincronismo de los ejes dq mediante la obtención del ángulo de fase de la tensión de red (θ).

2.2.2 Control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta$

En el Apartado 2.1.3 se presentó el modelo en coordenadas $\alpha\beta$ para un VSC trifásico. Este modelo se obtenía aplicando la Transformada de Clarke a las magnitudes originales en abc y, como resultado de esta transformación, se obtenían unas expresiones para las intensidades i_g^α e i_g^β (2.24) y (2.25). En estos nuevos ejes $\alpha\beta$, a diferencia del modelo en ejes dq , las variables del sistema presentan una variación sinusoidal. A pesar de que esta particularidad puede suponer una desventaja para realizar su seguimiento y control, el modelo en $\alpha\beta$ puede resultar útil en redes con una alta contaminación armónica. Cabe recordar que la Transformada de Clarke no requiere de la presencia de un PLL, el cual puede cometer un error importante en redes con una elevada contaminación armónica [12].

Para el control de estas variables resulta adecuada la utilización de un controlador Proporcional-Resonante (PR). Este tipo de control garantiza un error en régimen permanente nulo en el seguimiento de variables sinusoidales a una frecuencia de diseño dada. El controlador PR también resulta adecuado para su uso en ejes abc y éste es desarrollado extensamente en el Capítulo 3.

En la Figura 2.5 se muestra el diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta$ para un VSC. En este caso no será necesario cancelar ningún acoplamiento entre ejes y, debido a la naturaleza del controlador PR, tampoco será necesario realizar un *Feedforward* de las tensiones de red.

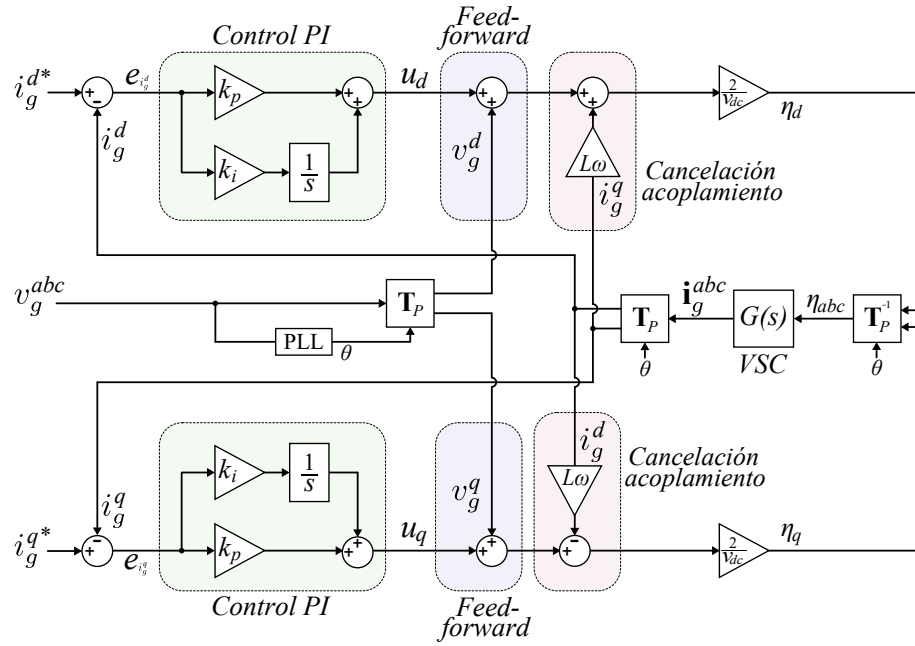


Figura 2.4 Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas dq para un VSC.

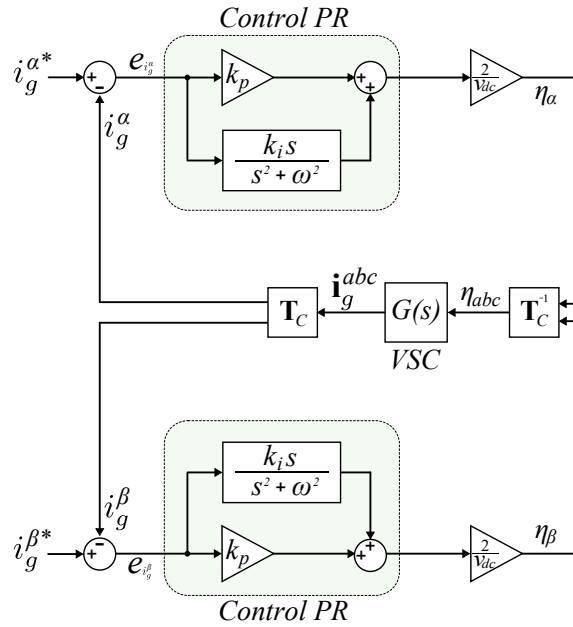


Figura 2.5 Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta$ para un VSC.

2.3 VSCs trifásicos a cuatro hilos

Operar un VSC de forma desequilibrada en redes a cuatro hilos implica necesariamente la circulación de una determinada intensidad por el hilo de neutro del sistema. En estas condiciones de operación se hace necesario contar con un VSC con cuatro hilos de conexión (tres fases y neutro).

En esta sección se presentan las topologías más típicas para VSCs trifásicos a cuatro hilos y sus correspondientes estrategias de control.

2.3.1 Topologías típicas

La primera y más clásica de las topologías que se desarrollarán se conoce comúnmente con el nombre de *Split DC-link*. En esta configuración, el hilo de neutro se conecta al punto medio del enlace de continua (*DC link*) a través de un filtro puramente inductivo. El punto medio del *DC link* se puede hacer accesible con la colocación de dos condensadores de idéntica capacidad en serie. En la Figura 2.6 se muestra un esquema de un VSC trifásico con esta topología.

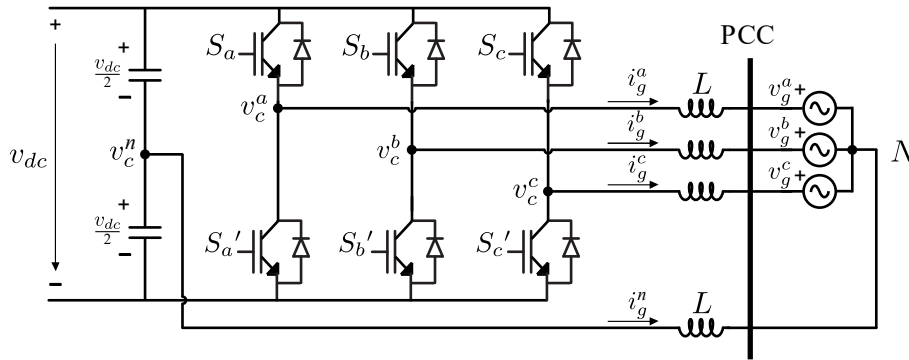


Figura 2.6 VSC a cuatro hilos con topología *Split DC-link*.

Aunque el *Split DC-link* es la topología más simple para VSCs a cuatro hilos, presenta una serie de inconvenientes que limitan su campo de aplicación. En primer lugar, dado que en esta topología la corriente de neutro circula a través de los condensadores, si el grado de desequilibrio fuese elevado se necesitarían unos condensadores con unas capacidades desmesuradamente altas para lograr estabilizar la tensión. De forma adicional, se ha constatado que habitualmente el punto medio de los condensadores presenta grandes fluctuaciones de tensión que impiden que éste sea estrictamente un punto de neutro [15]. Actualmente, el uso de esta topología sólo está extendido para su operación como filtros de potencia activos [16].

La segunda de las topologías que se estudiarán consiste en la adición de una cuarta columna de IGBTs al convertidor. En esta configuración, la tensión de neutro se puede obtener de forma directa mediante el control de la pareja de IGBTs correspondientes a esta columna adicional del VSC. En comparación con la topología *Split DC-link*, los VSCs a cuatro columnas han demostrado ser más estables ante cargas desequilibradas [17] y permiten alcanzar tensiones de alterna hasta un 15% mayores para una misma tensión DC [15]. Otra ventaja que favorece su implantación es la menor capacidad requerida para los condensadores del *DC link* del convertidor [18]. En la Figura 2.7 se muestra un esquema de un VSC trifásico de cuatro columnas a cuatro hilos.

En [15] se propone un modelo mixto de las dos topologías anteriores. Aunque el modelo de esta topología es más complejo que los dos anteriores, presenta algunas ventajas a la hora de desacoplar el control del punto neutro del control de las otras tres fases [15]. En la Figura 2.8 se muestra un esquema de un VSC trifásico con esta topología.

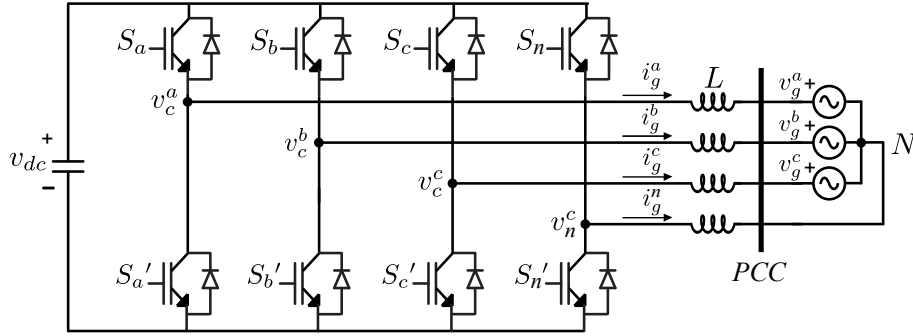


Figura 2.7 VSC a cuatro hilos con topología cuatro columnas.

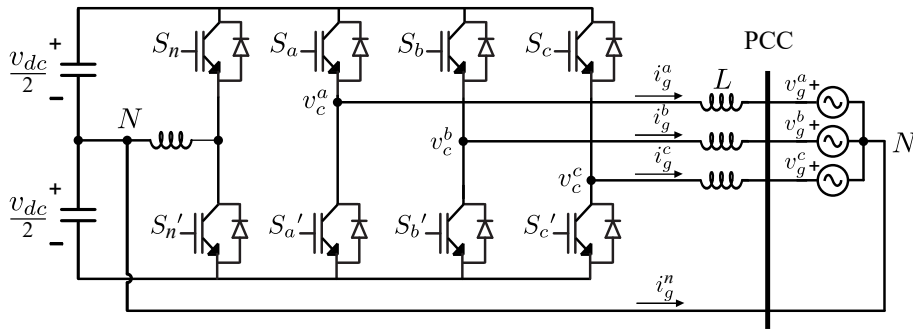


Figura 2.8 VSC a cuatro hilos con topología mixta cuatro columnas y *Split DC-link*.

Vistas las ventajas e inconvenientes de cada una de esta topologías se considera adecuado emplear VSCs de cuatro columnas, los cuales prometen buen rendimiento aún en condiciones altamente desequilibradas. De forma adicional, las estrategias de control para esta topología no resultan mucho más complejas que las empleadas en VSCs de tres columnas.

2.3.2 Control de VSCs trifásicos a cuatro hilos

Un VSC a cuatro hilos se puede controlar empleando las mismas técnicas que para los VSCs a tres hilos. Sí se debe tener en cuenta en el diseño que la suma de las tres intensidades por fase y de la intensidad por el neutro deben ser igual a cero:

$$i_g^a + i_g^b + i_g^c + i_g^n = 0 \quad (2.44)$$

Conocidas, por tanto, las intensidades de las tres fases, queda definida automáticamente la intensidad de neutro.

El control en coordenadas dq se desarrolla en los mismos términos a como se hizo para un VSC a tres hilos. La diferencia radica en que en este caso también se debería tener en cuenta el eje z . Cabe recordar que anteriormente el eje z se descartaba al suponer un sistema trifásico equilibrado. Para los VSCs a cuatro hilos se contempla la posibilidad de sistemas o cargas desequilibradas y, por ello, en estas topologías se realizará un control en los tres ejes dqz . En la Figura 2.9 se muestra el diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas dqz para un VSC a cuatro hilos.

De igual forma, el control en ejes $\alpha\beta z$ se obtiene de forma equivalente a cómo se detallaba en la Subsección 2.2.2. En este caso también será importante incluir el control en el eje z . En la Figura 2.10 se muestra el diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta z$ para un VSC a cuatro hilos.

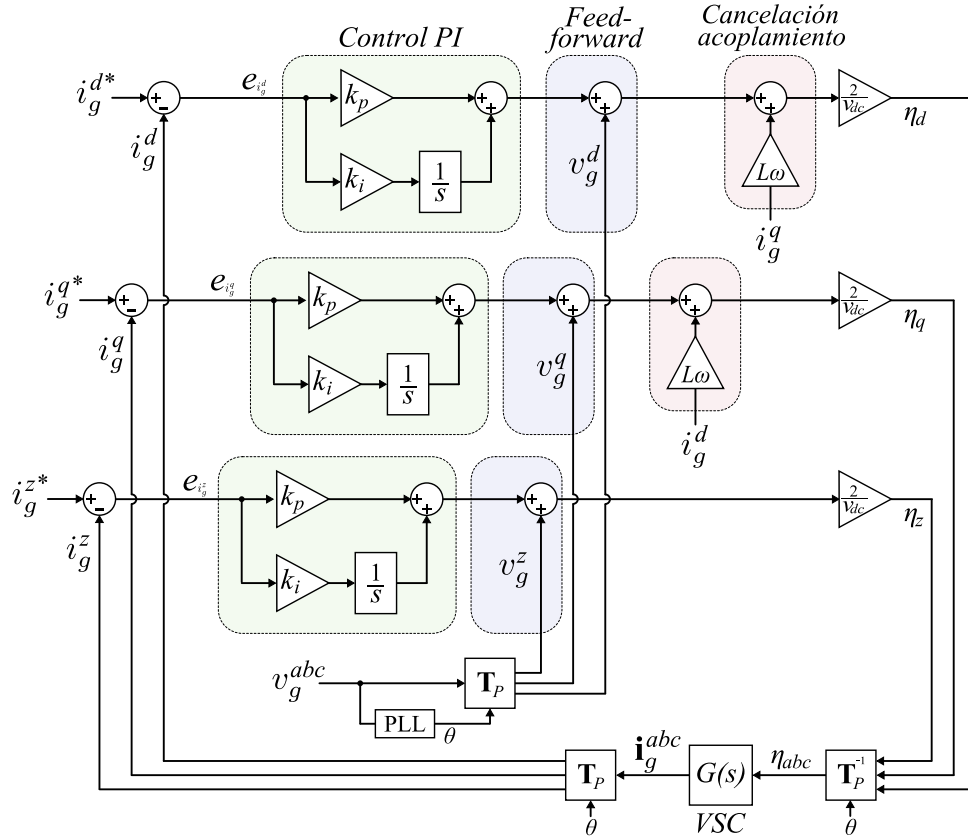


Figura 2.9 Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas dqz para un VSC a cuatro hilos.

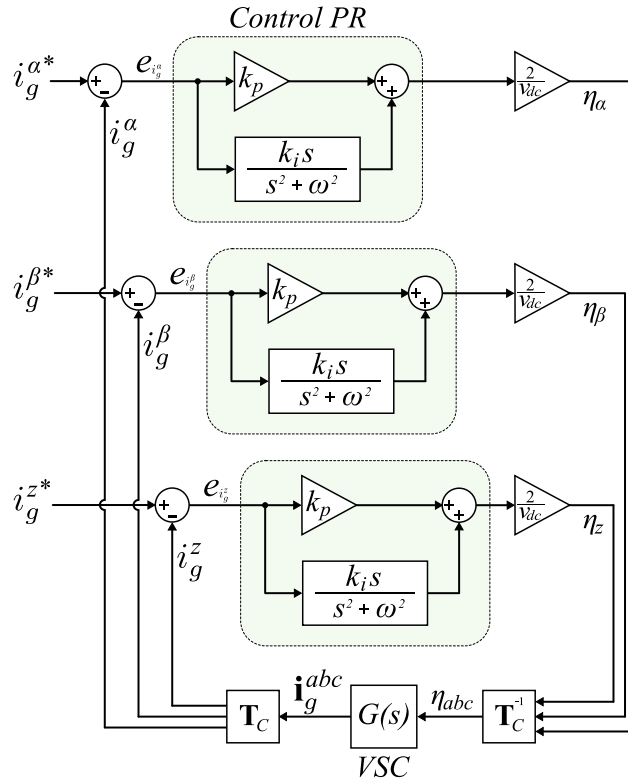


Figura 2.10 Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta z$ para un VSC a cuatro hilos.

3 Estrategia de control para un VSC de cuatro columnas

En este capítulo se presenta la estrategia de control en ejes abc desarrollada para un VSC de cuatro columnas. Se estudiarán las bases del control PR en ejes abc y se justificará su elección frente a otras estrategias de control posibles. También se abordará la necesidad de discretizar el controlador y se presentarán algunos métodos para la discretización de controladores resonantes.

3.1 Control Proporcional-Resonante

En los últimos años se ha popularizado el uso de controladores resonantes en un campo muy amplio de aplicaciones por su buen rendimiento y versatilidad. Éstos han sido empleados en sistemas de generación distribuida [19], en el control de turbinas eólicas [20], en sistemas fotovoltaicos [21] o como filtros activos de potencia [22].

El control resonante resulta adecuado para realizar el seguimiento de señales sinusoidales de un amplio espectro de frecuencias. Para señales coincidentes con la frecuencia de diseño del controlador se alcanzará un error nulo en el seguimiento de éstas en régimen permanente. La principal ventaja de este control radica en que se puede aplicar directamente en ejes estacionarios, evitando así la realización de transformaciones de coordenadas.

En este trabajo en concreto se busca que la estrategia desarrollada permita controlar intensidades tanto en amplitud como en ángulo de forma independiente por cada fase. Se tienen por tanto seis variables susceptibles de modificar (tres amplitudes y tres ángulos de las fases a , b y c). El control PR resulta idóneo para este caso ya que permite controlar la intensidad de cada fase mediante su comparación con sinusoides de referencia. Estas sinusoides pueden ser generadas de forma independiente modificando cada uno de sus parámetros a conveniencia.

3.1.1 Controlador PR

Un controlador PR se puede expresar en el dominio de Laplace [23] [24] como:

$$H^{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} = K_p + K_i \cdot R(s) \quad (3.1)$$

Donde ω_0 es la frecuencia resonante (o frecuencia de diseño) del controlador PR. La función $R(s)$ representa el término resonante del controlador, el cuál presenta una ganancia infinita para la frecuencia resonante del controlador. Esto asegura un seguimiento perfecto para la componente de frecuencia ω_0 de una señal

cualquiera. Un controlador PR en ejes estacionarios es, por tanto, el equivalente a un controlador PI en un marco de referencia síncrono con la frecuencia ω_0 . En la Figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques de un controlador PR en el dominio de Laplace.

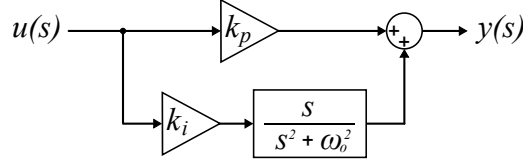


Figura 3.1 Diagrama de bloques de un controlador PR.

Resulta de interés visualizar la respuesta en frecuencia de este tipo de controladores. En la Figura 3.2 se representa el diagrama de Bode del término resonante $R(s)$ de un controlador PR para una frecuencia resonante $\omega_0 = 10$ rad/s. En dicho diagrama se puede comprobar que el sistema presenta una ganancia infinita para la frecuencia de diseño ω_0 . Esta característica resulta de utilidad cuando se pretende realizar exclusivamente el seguimiento de la componente fundamental de una onda. Por la naturaleza del controlador, el resto del espectro armónico de la señal es rechazado.

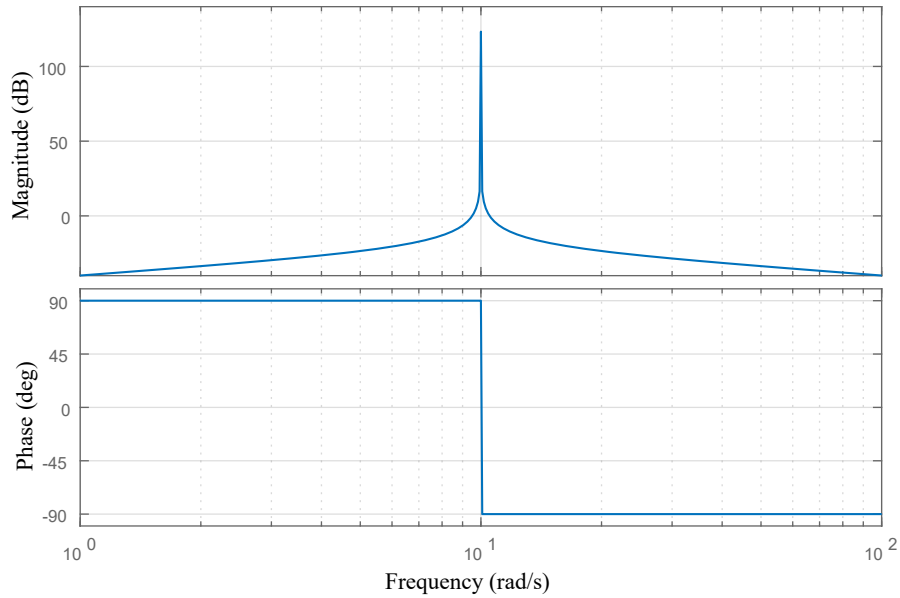


Figura 3.2 Diagrama de bode de un controlador resonante para $\omega_0 = 10$ rad/s.

Una forma ilustrativa de comprender el comportamiento de un controlador PR consiste en visualizar la respuesta que presenta el sistema ante distintas señales de entrada. En este caso, se simula la respuesta de un controlador PR de 10 rad/s de frecuencia resonante ($\omega_0 = 10$ rad/s) y ganancias unitarias ($K_p = K_i = 1$) en dos supuestos distintos. Los resultados se presentan en la Figura 3.3. En el primer caso, (a), el sistema es excitado con una onda sinusoidal de amplitud unitaria y cuya frecuencia coincide con la frecuencia de diseño del controlador ($\omega_a = \omega_0 = 10$ rad/s). Se observa que el controlador amplifica la onda indefinidamente por la acumulación continua de la señal de entrada. Presenta, por tanto, un comportamiento equivalente a lo que sería un controlador PI en variables estacionarias. En el supuesto (b), sin embargo, el controlador se alimenta con una onda cuya frecuencia difiere de la frecuencia resonante ($\omega_b = 5$ rad/s). En este caso, se puede comprobar que la acción del término resonante es nula y la respuesta del controlador se corresponde exclusivamente a la acción del término proporcional. El sistema sería equivalente a un controlador Proporcional (P).

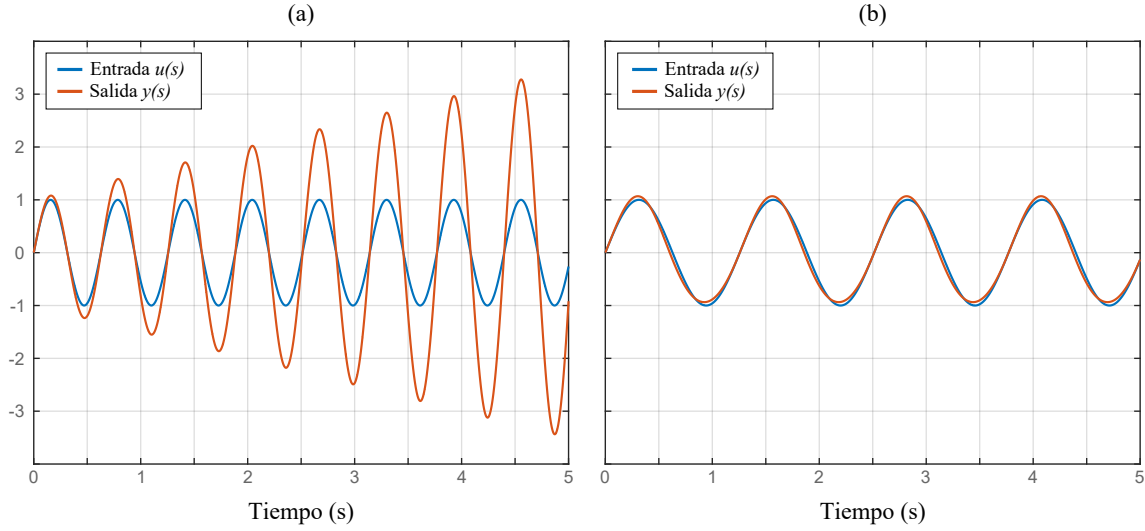


Figura 3.3 Respuesta de un controlador PR a distintas frecuencias.

3.1.2 Control PR en ejes abc

En esta subsección se desarrolla la estrategia de control para un convertidor de cuatro columnas basada en un controlador resonante en ejes abc . En la Figura 3.4 se representa nuevamente un convertidor de cuatro columnas como el que se presentó en el capítulo anterior.

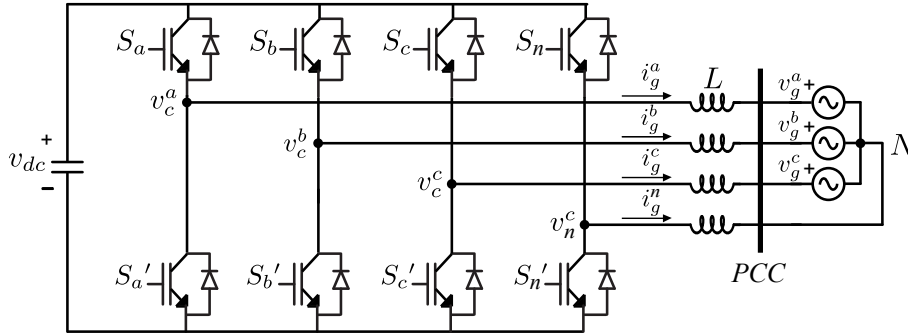


Figura 3.4 VSC a cuatro columnas.

De dicha figura se deducen las siguientes ecuaciones que gobiernan el sistema:

$$R \cdot i_g^a + L \frac{di_g^a}{dt} + v_g^a = \eta_a \frac{v_{dc}}{2} \quad (3.2)$$

$$R \cdot i_g^b + L \frac{di_g^b}{dt} + v_g^b = \eta_b \frac{v_{dc}}{2} \quad (3.3)$$

$$R \cdot i_g^c + L \frac{di_g^c}{dt} + v_g^c = \eta_c \frac{v_{dc}}{2} \quad (3.4)$$

$$R \cdot i_g^n + L \frac{di_g^n}{dt} = \eta_n \frac{v_{dc}}{2} \quad (3.5)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \eta_a \frac{i_g^a}{2} + \eta_b \frac{i_g^b}{2} + \eta_c \frac{i_g^c}{2} + \eta_n \frac{i_g^n}{2} \quad (3.6)$$

Donde η_a , η_b , η_c y η_n son las señales moduladoras correspondientes a la modulación PWM y toman valores entre +1 y -1. Todas ellas son ecuaciones diferenciales ordinarias no lineales de primer orden.

Dada la naturaleza de las ecuaciones anteriores será necesario llevar a cabo una linealización del sistema. Al igual que en la Subsección 2.2.1 se empleará la linealización exacta entrada-salida.

En primer lugar, se igualan las ecuaciones (3.2) - (3.5) con unas entradas auxiliares u_a , u_b , u_c y u_n :

$$L \frac{di_g^a}{dt} + R \cdot i_g^a = \eta_a \frac{v_{dc}}{2} - v_g^a = u_a \quad (3.7)$$

$$L \frac{di_g^b}{dt} + R \cdot i_g^b = \eta_b \frac{v_{dc}}{2} - v_g^b = u_b \quad (3.8)$$

$$L \frac{di_g^c}{dt} + R \cdot i_g^c = \eta_c \frac{v_{dc}}{2} - v_g^c = u_c \quad (3.9)$$

$$L \frac{di_g^n}{dt} + R \cdot i_g^n = \eta_n \frac{v_{dc}}{2} = u_n \quad (3.10)$$

De estas ecuaciones se pueden obtener dos sistemas independientes:

$$\begin{cases} u_a = L \frac{di_g^a}{dt} + R \cdot i_g^a \\ u_b = L \frac{di_g^b}{dt} + R \cdot i_g^b \\ u_c = L \frac{di_g^c}{dt} + R \cdot i_g^c \\ u_n = L \frac{di_g^n}{dt} + R \cdot i_g^n \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} u_a = \eta_a \frac{v_{dc}}{2} - v_g^a \\ u_b = \eta_b \frac{v_{dc}}{2} - v_g^b \\ u_c = \eta_c \frac{v_{dc}}{2} - v_g^c \\ u_n = \eta_n \frac{v_{dc}}{2} \end{cases} \quad (3.12)$$

A este último sistema se le pueden aplicar estrategias lineales de control. En este caso se empleará un controlador PR. Las salidas del controlador serán las variables u_a , u_b , u_c y u_n y las entradas serán el error

cometido entre las intensidades de referencia y las intensidades medidas (e_{ig}^a , e_{ig}^b , e_{ig}^c y e_{in}^n):

$$u_a(s) = \left(k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \cdot e_{ig}^a(s) \quad (3.13)$$

$$u_b(s) = \left(k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \cdot e_{ig}^b(s) \quad (3.14)$$

$$u_c(s) = \left(k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \cdot e_{ig}^c(s) \quad (3.15)$$

$$u_n(s) = \left(k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \cdot e_{in}^n(s) \quad (3.16)$$

A partir del sistema (3.12) se pueden despejar las salidas reales del sistema, que en este caso se corresponden con las señales moduladoras η_a , η_b , η_c y η_n :

$$\eta_a = \frac{2}{v_{dc}} (u_a + v_g^a) \quad (3.17)$$

$$\eta_b = \frac{2}{v_{dc}} (u_b + v_g^b) \quad (3.18)$$

$$\eta_c = \frac{2}{v_{dc}} (u_c + v_g^c) \quad (3.19)$$

$$\eta_n = \frac{2}{v_{dc}} (u_n) \quad (3.20)$$

De acuerdo a las ecuaciones (3.13)-(3.16) y (3.17)-(3.20) es posible formular un control de corrientes en ejes abc para un VSC a cuatro columnas como el que se muestra en la Figura 3.5. El VSC queda representado por el bloque $G(s)$, el cuál recibe las señales moduladoras (η_{abcn}) y devuelve el valor instantáneo de la intensidad por cada fase (i_{abcn}). Conocidas estas intensidades y dadas unas referencias (i_g^{a*} , i_g^{b*} , i_g^{c*} e i_g^{n*}) se puede calcular el error cometido en cada fase. Estos errores constituyen las variables de entrada para el controlador PR. Las salidas del controlador (u_a , u_b , u_c y u_n) son sumadas con las tensiones de red (v_g^{abc}) para obtener las señales moduladoras (η_{abcn}) que cierran el bucle de control. Es importante destacar que las tensiones de red (v_g^{abc}) son valores de fase referidos al neutro del sistema. No tiene sentido, por tanto, incluir la tensión de neutro del sistema (v_g^n) ya que al ser referida a ella misma su valor es nulo.

Cabe preguntarse cómo se generan las intensidades de referencia para el control de corrientes. Estas referencias (i_g^{a*} , i_g^{b*} , i_g^{c*} e i_g^{n*}) representan el valor instantáneo de las intensidades objetivo por las tres fases y neutro del sistema. Esto implica que deben ser variables sinusoidales en el tiempo con la misma frecuencia que la de la red a la que se conecta el VSC.

En este trabajo se propone un método para generar estas señales de referencia a partir de una amplitud y ángulo de desfase dados. Este método se presenta en la Figura 3.6. Se requiere conocer los ángulos de fase de la tensión de red (θ_g^a , θ_g^b y θ_g^c), los valores de referencia de desfase (φ_{desf}^{a*} , φ_{desf}^{b*} y φ_{desf}^{c*}) y los valores de referencia de amplitud (\hat{I}_g^{a*} , \hat{I}_g^{b*} y \hat{I}_g^{c*}). Solo es necesario definir las referencias para las fases abc ya que la intensidad de neutro queda fijada como la resta de las otras tres fases. Para conocer los ángulos de red será

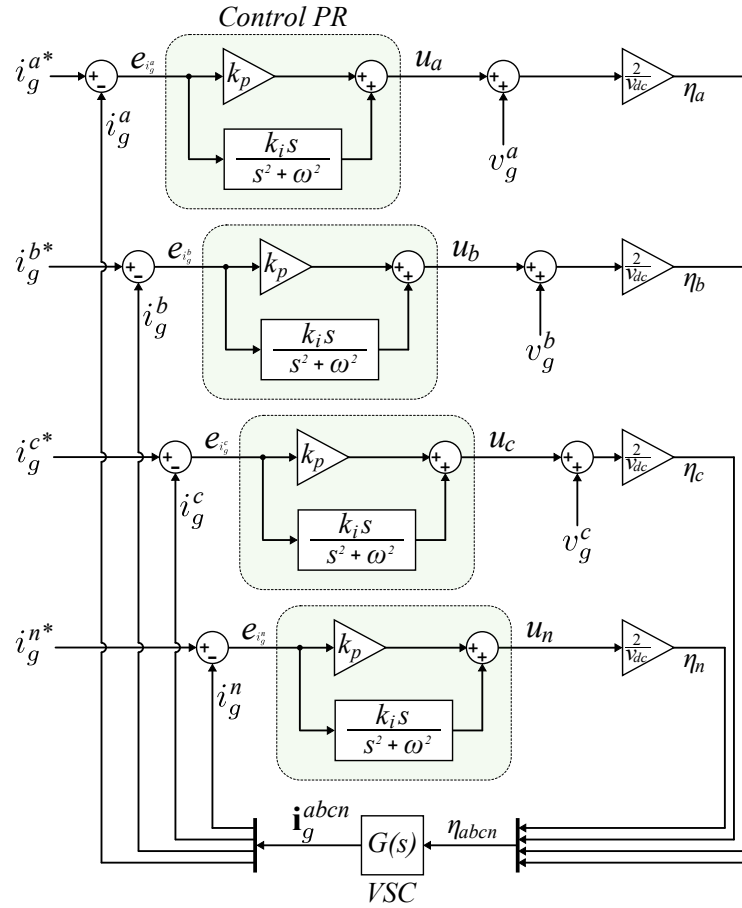


Figura 3.5 Diagrama de bloques del control de corrientes en ejes abc para un VSC de cuatro columnas.

necesario incluir un PLL. Cabe destacar que si las variables a controlar fueran las potencias P y Q , el control en ejes abc permitiría evitar el uso de un PLL. De acuerdo a la Teoría PQ [25] la obtención de las corrientes de referencia sería directa en este caso.

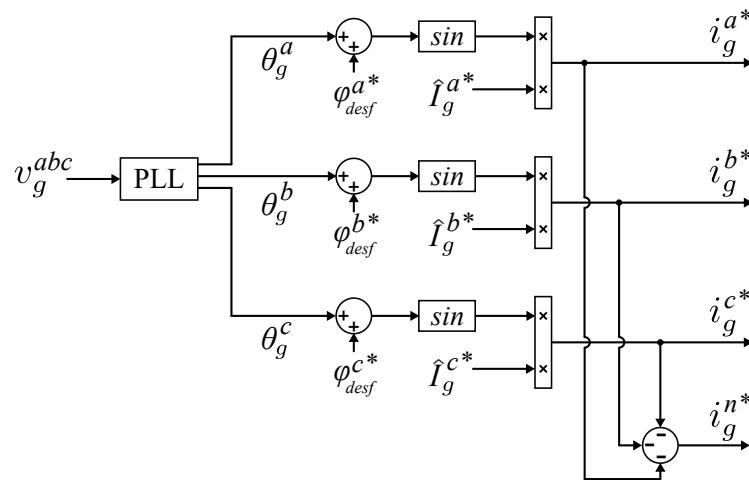


Figura 3.6 Diagrama de bloques para la generación de intensidades de referencia en un control PR.

3.2 Discretización

En esta sección se presentan una serie de técnicas de discretización para los controladores PR. Se justificará la técnica usada y se presentará la estrategia de control del convertidor en el dominio discreto del tiempo.

Cabe recordar que la estrategia de control debe ser discretizada para poder ser ejecutada en un DSP. Este es un paso de gran importancia en la implementación de controladores resonantes, los cuales presentan una sensibilidad especialmente alta a este proceso. En estos controladores, un mínimo desplazamiento de los polos originado por la discretización puede conllevar a una pérdida de rendimiento importante [23]. Ésto es así ya que una pequeña desviación en la frecuencia resonante puede conducir a que el controlador se comporte exclusivamente como uno proporcional, pues la contribución del término resonante se volvería despreciable.

3.2.1 Métodos para la discretización de un controlador resonante

Tal y como se presentó al inicio del Capítulo, un controlador PR se puede expresar en el dominio de Laplace como:

$$H^{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + w_0^2} = K_p + K_i \cdot R(s) \quad (3.21)$$

El objetivo de la discretización es transformar la función $R(s)$ del dominio de s (continuo) al dominio de z (discreto). En [24] se presentan los métodos de discretización más comunes para estos controladores. Dichos métodos se muestran en la Tabla 3.1. La constante T_s (del inglés, *sample time*) representa el periodo de muestreo del controlador y también se puede presentar en forma de frecuencia de muestreo ($f_s = 1/T_s$).

Tabla 3.1 Expresiones para la discretización de $R(s)$ por diferentes métodos [24].

Método discretización	Transformación
Zero-order hold	$X(z) = (1 - z^{-1})Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{X(s)}{s} \right\} \right\}$
First-order hold	$X(z) = \frac{(z-1)^2}{zT_s} Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{X(s)}{s^2} \right\} \right\}$
Forward Euler	$s = \frac{z-1}{T_s}$
Backward Euler	$s = \frac{z-1}{zT_s}$
Trapezoid (Tustin)	$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}$
Tustin pre-warping	$s = \frac{w_0}{\tan\left(\frac{w_0 T_s}{2}\right)} \frac{z-1}{z+1}$
Zero-pole matching	$z = e^{sT_s}$
Impulse invariant	$X(z) = Z \left\{ L^{-1} \{X(s)\} \right\}$

En la Tabla 3.2 se presentan las expresiones finales $R(z)$, fruto de aplicar las diferentes técnicas de discretización a la función $R(s)$.

Tabla 3.2 Expresiones de $R(z)$ en el dominio discreto del tiempo [24].

Método discretización	$R(s)$ discretizada
Zero-order hold	$R(z) = \frac{\sin(w_0 T_s)}{w_0} \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(w_0 T_s) + z^{-2}}$
First-order hold	$R(z) = \frac{1 - \cos(w_0 T_s)}{w_0^2 T_s} \frac{1 - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(w_0 T_s) + z^{-2}}$
Forward Euler	$R(z) = T_s \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2} (w_0^2 T_s^2 + 1)}$
Backward Euler	$R(z) = T_s \frac{1 - z^{-1}}{(w_0^2 T_s^2 + 1) - 2z^{-1} + z^{-2}}$
Trapezoid (Tustin)	$R(z) = 2T_s \frac{1 - z^{-2}}{(w_0^2 T_s^2 + 4) + z^{-1} (2w_0^2 T_s^2 - 8) + z^{-2} (w_0^2 T_s^2 + 4)}$
Tustin pre-warping	$R(z) = \frac{\sin(w_0 T_s)}{2w_0} \frac{1 - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(w_0 T_s) + z^{-2}}$
Zero-pole matching	$R(z) = K_d \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(w_0 T_s) + z^{-2}}$
Impulse invariant	$R(z) = T_s \frac{1 - z^{-1} \cos(w_0 T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(w_0 T_s) + z^{-2}}$

El análisis de cada uno de estos métodos constata que las transformaciones basadas en los métodos *First order hold*, *Tustin pre-warping* e *Impulse invariant* son las más eficaces para su aplicación en controladores resonantes [24]. Estas tres implementaciones respetan la frecuencia de ganancia infinita del controlador y no presentan desviaciones apreciables en los ceros de la función de transferencia. Si bien se podría pensar que resultaría idóneo la aplicación de alguna de estas discretizaciones, éstas presentan una desventaja que puede limitar su uso en DSPs. En la Tabla 3.2 se puede comprobar cómo las expresiones de $R(z)$ obtenidas por estos tres métodos contienen términos trigonométricos que deben ser calculados en cada ciclo de reloj del microcontrolador. Éstas operaciones pueden resultar especialmente pesadas de calcular para un DSP y se podría dar el caso de no disponer de la potencia necesaria para su cómputo.

Por otra parte, las expresiones obtenidas mediante los métodos *Forward Euler*, *Backward Euler* y *Trapezoid (Tustin)* no requieren el cálculo continuado de términos trigonométricos, lo cual supone una ventaja comparativa a la hora de llevar a cabo su implementación en un DSP. No obstante, las expresiones resultantes de estas discretizaciones resultan ser menos óptimas que las anteriormente mencionadas. En ellas se observa una desviación de la frecuencia resonante del controlador que podría afectar negativamente al rendimiento de éste.

Otra alternativa que se emplea frecuentemente para la discretización de controladores resonantes es el conocido como *Método de los Dos Integradores* [22] [24]. Este método consiste en la descomposición de la función $R(s)$ en dos integradores simples, tal y como se muestra en la Figura 3.7. Mediante esta técnica se evita el cálculo de términos trigonométricos y por su simplicidad es empleado frecuentemente en aplicaciones que requieren adaptación de frecuencia en tiempo real [26].

El proceso de discretización consiste ahora en la discretización por separado de dos integradores simples. Los métodos más habitualmente empleados para la discretización de un integrador se muestran en la Tabla 3.3. Destaca por su buen rendimiento el empleo de la discretización *Forward Euler* para el primer integrador y *Backward Euler* para el integrador de realimentación [27]. En adelante se empleará la denominación *Forward&Backward* para esta combinación concreta. Finalmente, destacar que conviene evitar el uso de la discretización *Tustin* para ambos integradores ya que se podrían presentar problemas derivados de la aparición de bucles algebraicos en el control [26].

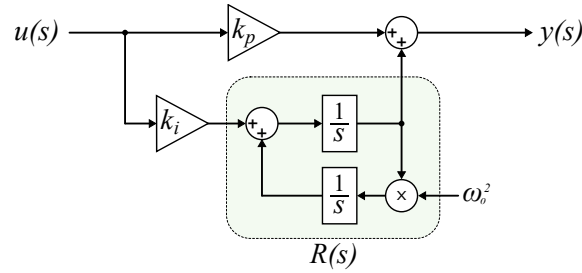


Figura 3.7 Diagrama de bloques de un controlador PR basado en dos integradores simples.

Tabla 3.3 Expresiones para la discretización de un integrador por diferentes métodos.

Método discretización	Integrador ($1/s$) discretizado
Forward Euler	$T_s/(z-1)$
Backward Euler	$T_s z/(z-1)$
Trapezoid (Tustin)	$T_s(z+1)/2(z-1)$

3.2.2 Control PR discretizado en ejes *abc*

En esta subsección se presenta una estrategia de control en el dominio discreto del tiempo basada en controladores resonantes en ejes *abc*. Ésta se ha obtenido discretizando la estrategia de control continua que se presentó en la Subsección 3.1.2.

Se ha empleado el método *Forward&Backward* basado en dos integradores para la discretización. El motivo para la elección de este método ha sido puramente experimental, ya que éste ha sido el que ha presentado mejores resultados sin acusar problemas de cálculo o dificultades para su implementación en el microcontrolador elegido. En la Figura 3.8 se muestra el diagrama de bloques del control resonante de corrientes discretizado en ejes *abc* para un VSC de cuatro columnas.

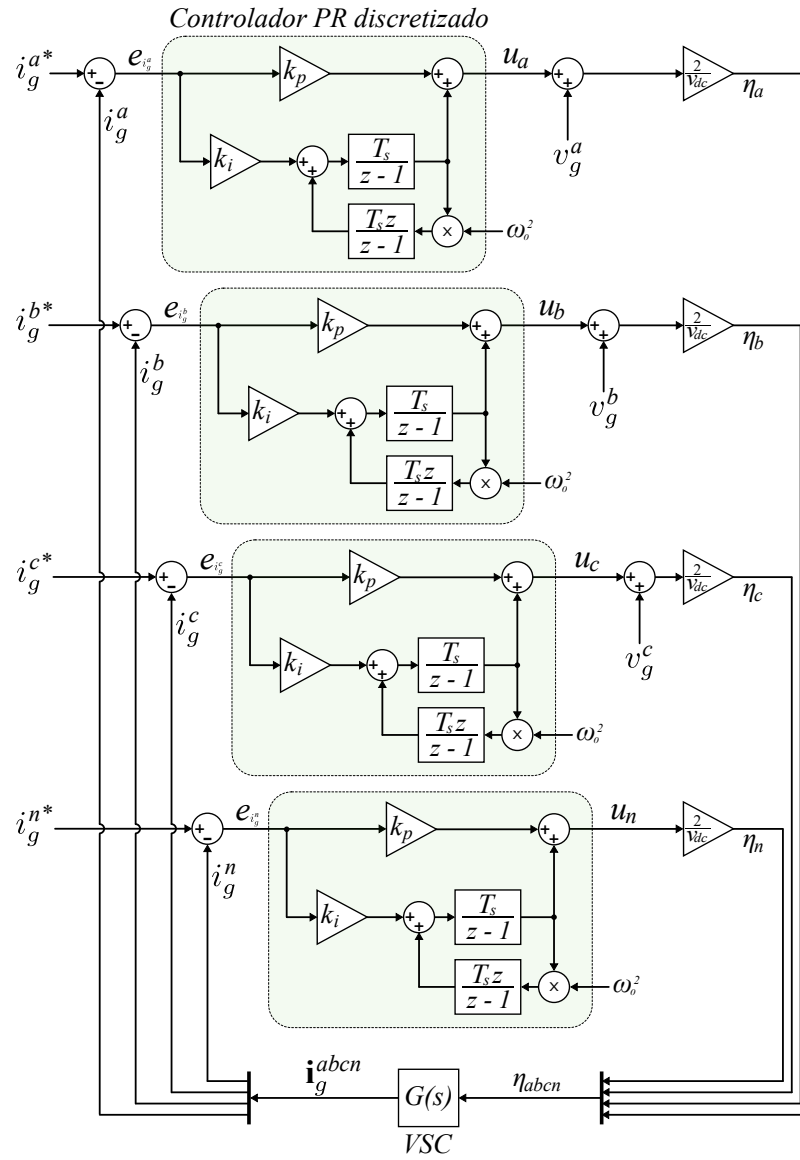


Figura 3.8 Diagrama de bloques del control de corrientes resonante discretizado en ejes abc para un VSC de cuatro columnas.

4 Simulaciones en *MATLAB-Simulink*

En este capítulo se presentan los resultados de simulaciones software realizadas para VSCs de tres y cuatro columnas en diversas topologías y configuraciones de conexión. Se realizarán simulaciones con estrategias de control en ejes dq con controladores PI y en ejes abc con controladores PR. Todas las simulaciones se han llevado a cabo en *MATLAB-Simulink* haciendo uso de la librería de *SimPowerSystems*.

En primer lugar se realizarán simulaciones para un VSC trifásico a tres hilos operando de forma equilibrada. El objetivo es validar las herramientas de simulación en configuraciones más típicas y para las que se dispone de una mayor experiencia acumulada y certeza en cuanto a los resultados que se deberían obtener. Una vez logrado, se simularán convertidores de cuatro columnas con control resonante tanto en condiciones equilibradas como desequilibradas.

4.1 Simulación de un VSC trifásico a tres hilos

En esta sección se realizan simulaciones para un VSC trifásico a tres hilos conectado a red a través de un filtro LCL. En la Figura 4.1 se muestra el sistema que se ha modelado en *Simulink*. Los valores de los elementos pasivos del modelo se han tomado para que coincidan con los equipos y componentes disponibles en los laboratorios. El dimensionamiento del filtro LCL y la selección del VSC quedan fuera del alcance del presente trabajo y se presentarán en detalle en el capítulo de resultados experimentales. Los valores del modelo son:

- Inductancias del filtro (L): 2.5 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.08 Ω
- Condensadores del filtro (C): 1 μF
- Resistencias de damping (R_{damp}): 27 Ω
- Condensadores del bus DC (C_{dc}): 2200 μF

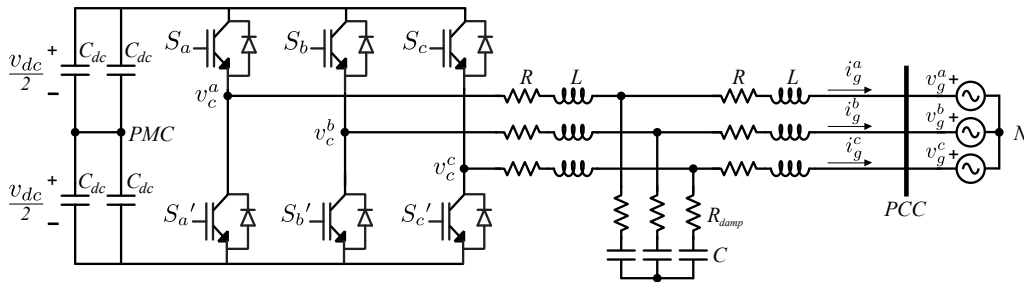


Figura 4.1 VSC trifásico a tres hilos con filtro LCL de conexión a red.

4.1.1 STATCOM y control DC en dq

Sobre el modelo de la Figura 4.1 se aplica una estrategia de control en ejes dq cuyo objetivo será mantener los condensadores DC en una tensión de referencia. Teniendo en cuenta que el PLL empleado en este trabajo selecciona el eje q como tensión de referencia del sistema ($v_g^d = 0$) y de acuerdo a las ecuaciones (2.30) y (2.31), i_g^q queda relacionado exclusivamente con la potencia activa inyectada por el convertidor e i_g^d afecta exclusivamente a su potencia reactiva. De esta forma, la tensión DC, que depende directamente del balance de potencia activa en el bus, queda controlada directamente por la corriente i_g^q . Esto motiva la adición de un controlador PI adicional cuya entrada es el error cometido en la tensión DC respecto a la referencia ($e_{v_{dc}}$) y cuya salida es la referencia de i_g^q (i_g^{q*}) [10]:

$$i_g^{q*} = -(K_p^{dc} \cdot e_{v_{dc}} + K_i^{dc} \cdot \xi_{v_{dc}}) \quad (4.1)$$

donde K_p^{dc} y K_i^{dc} representan las ganancias del control y $\xi_{v_{dc}}$ representa la integral del error cometido.

El VSC sigue contando con un grado de libertad adicional por lo que, además de controlar la tensión DC, se podrá fijar la referencia de i_g^d a voluntad. Se toman los siguientes valores para las ganancias de los controladores:

PI control DC:

- $K_p^{dc} = 0.1$
- $K_i^{dc} = 1$

PI control dq :

- $K_p^{dq} = 2$
- $K_i^{dq} = 50$

Se realizan dos ensayos. En primer lugar, manteniendo la i_d con referencia nula se activa el convertidor con la consigna de elevar la tensión DC a 730 V. En la Figura 4.2 se muestra la evolución de la tensión DC y de la intensidad intercambiada entre el VSC y la red. Con anterioridad a la puesta en marcha del convertidor los diodos en antiparalelo de los IGBTs actúan como puente de diodos y estabilizan la tensión de continua en 560 V aproximadamente. Una vez que se ha alcanzado la tensión de referencia, la intensidad residual que absorbe el convertidor es destinada únicamente a compensar las pérdidas que se generan en el sistema. Dado que el control de la tensión DC es de segundo orden, la respuesta no es puramente exponencial y presenta una sobreoscilación.

En segundo lugar, con el convertidor controlando la tensión DC a 730 V se introduce un escalón de 30 A en la referencia de i_d . En la Figura 4.4 se muestra la evolución temporal de la intensidad que intercambia el convertidor con la red en ejes dq y abc . Al estar desacoplado el control en ejes dq , no se debería observar un cambio significativo de la intensidad i_q al variar la referencia de i_d . En la Figura 4.3 se muestra la evolución de la tensión de los condensadores del VSC. Es posible observar una caída transitoria de la tensión como consecuencia del escalón en la intensidad i_d . En ambos casos, la tensión de red se modela como una fuente trifásica ideal de 400 V de tensión línea y su representación, por tanto, carece de interés.

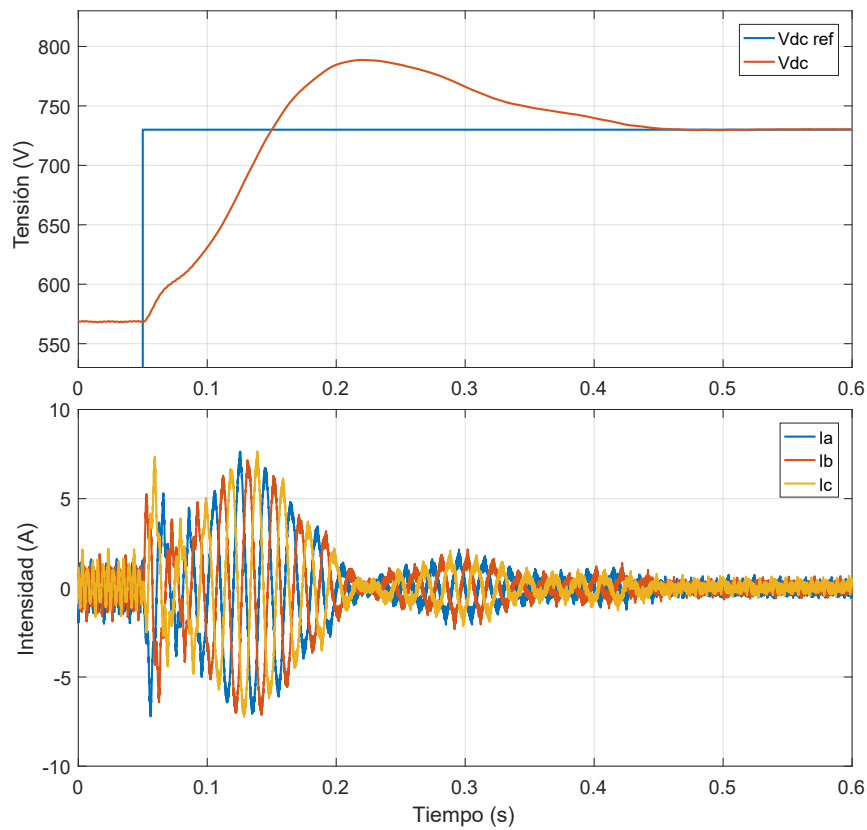


Figura 4.2 Evolución de tensión e intensidades en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Simulación en *Simulink*.

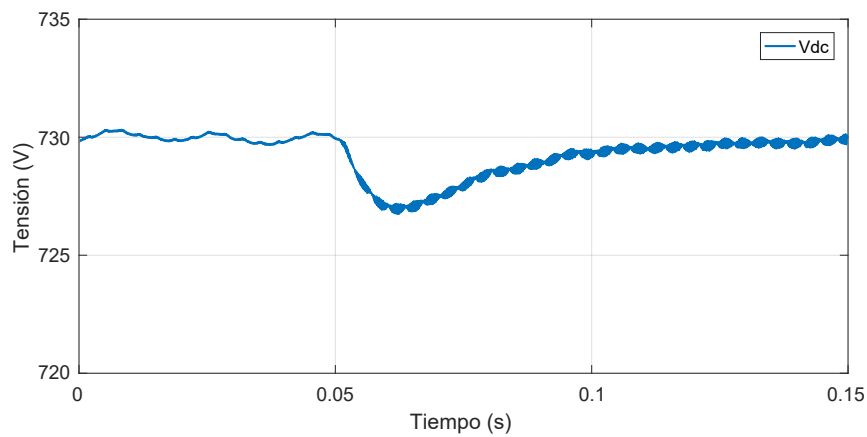


Figura 4.3 Evolución de la tensión DC en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Simulación en *Simulink*.

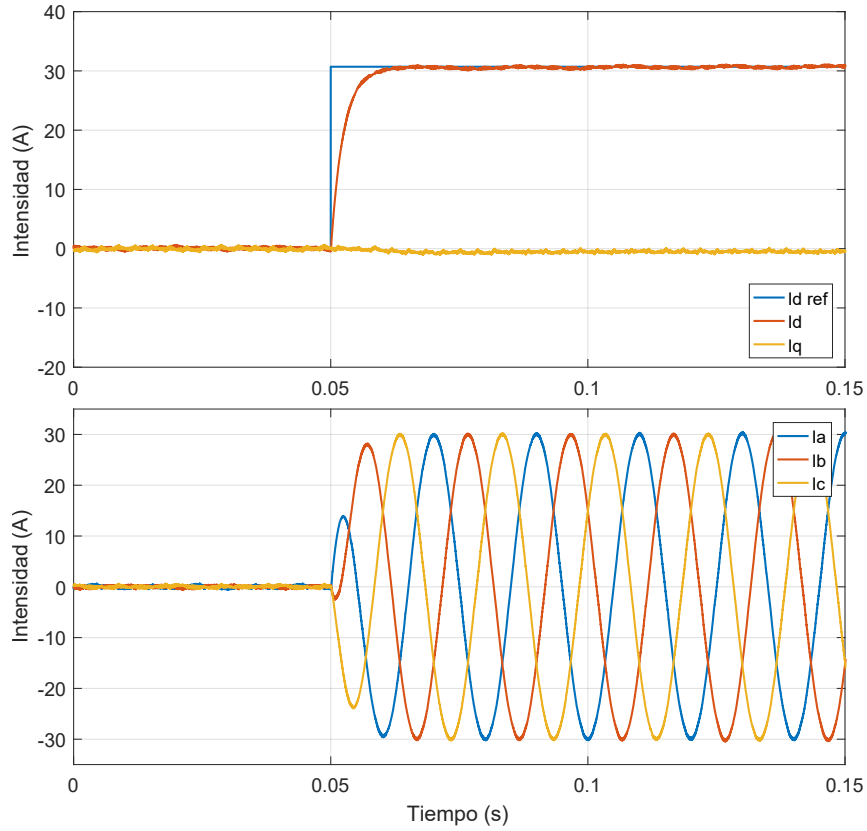


Figura 4.4 Evolución de intensidades en ejes dq y abc en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Simulación en *Simulink*.

4.1.2 VSC con control resonante en ejes abc

Empleando nuevamente el modelo de la Figura 4.1, en este caso se realizan dos simulaciones con una estrategia de control PR para corrientes. Para este supuesto, dado que no se ejercerá ningún control sobre la tensión del bus DC, se sustituyen los condensadores del convertidor por una fuente ideal de tensión continua de 730 V. El control PR para corrientes desarrollado en el capítulo anterior será el encargado de seguir las consignas de amplitud y ángulo de desfase que se proporcionen. En estas primeras simulaciones a tres hilos solo se contemplarán casos sin desequilibrio entre fases, es decir, se proporcionarán referencias idénticas para las fases a , b y c .

Se emplean los siguientes valores para las ganancias del controlador PR:

- $K_p^{PR} = 9$
- $K_i^{PR} = 100$

Para un primer caso, se introduce un escalón de 30 A en la referencia de amplitud de intensidad. En la Figura 4.5 se muestra la evolución temporal de la intensidad para este ensayo. El ángulo de desfase de referencia se mantiene nulo toda la simulación, por lo que, tal y como se observa en la Figura 4.6, tensiones e intensidades deben mantenerse completamente en fase.

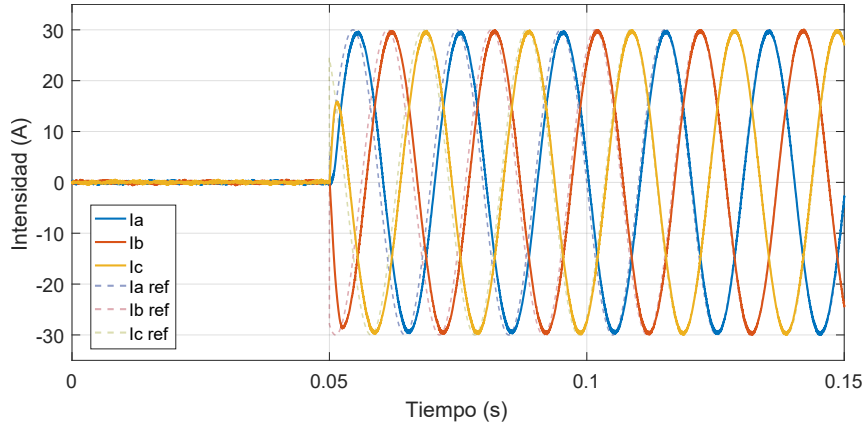


Figura 4.5 Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Simulación en *Simulink*.

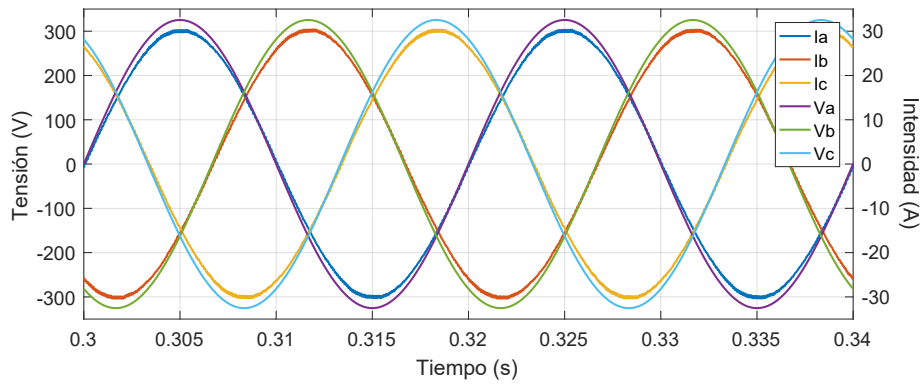


Figura 4.6 Tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR en régimen permanente. Simulación en *Simulink*.

En segundo lugar, se simula el comportamiento del sistema para un cambio en el ángulo de referencia de la intensidad. En la Figura 4.7 se muestra la evolución temporal de la intensidad proporcionada por el convertidor cuando se somete a un escalón de 60° en el ángulo de desfase de referencia. En aras de una mayor claridad se representa exclusivamente tensión e intensidad de la fase *a* de convertidor, dándose un comportamiento homólogo en las fases *b* y *c*. La diferencia en los tiempos de paso por 0 de las ondas se corresponde con los 60° de desfase deseado.

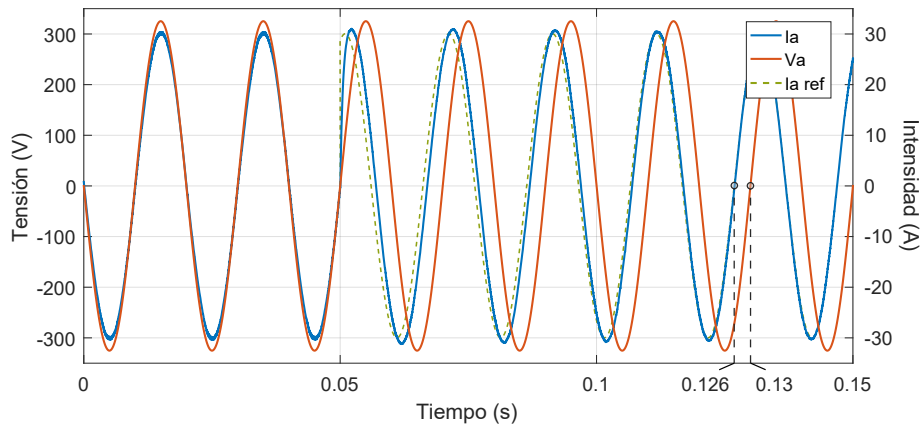


Figura 4.7 Tensión e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Fase *a*. Simulación en *Simulink*.

4.2 Simulación Back-to-Back trifásico a tres hilos

De cara a alcanzar una configuración similar a la que se tendrá en el montaje experimental se realiza una simulación en Back-to-Back de dos convertidores. Un VSC contará con control en ejes dq y se encargará exclusivamente de mantener una tensión constante en el bus de continua. El segundo VSC cuenta con control resonante de intensidades y permite inyectar las intensidades requeridas en la red. En la Figura 4.8 se muestra el esquema de esta configuración en Back-to-Back a tres hilos. Cabe destacar la necesidad de incluir un transformador de aislamiento entre los dos convertidores con el objetivo de evitar la posible circulación de corriente homopolar entre ellos [28]. Los diversos elementos pasivos del circuito toman los mismos valores que en la sección anterior:

- Inductancias del filtro (L): 2.5 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.08 Ω
- Condensadores del filtro (C): 1 μF
- Resistencias de damping (R_{damp}): 27 Ω
- Condensadores del bus DC (C_{dc}): 2200 μF

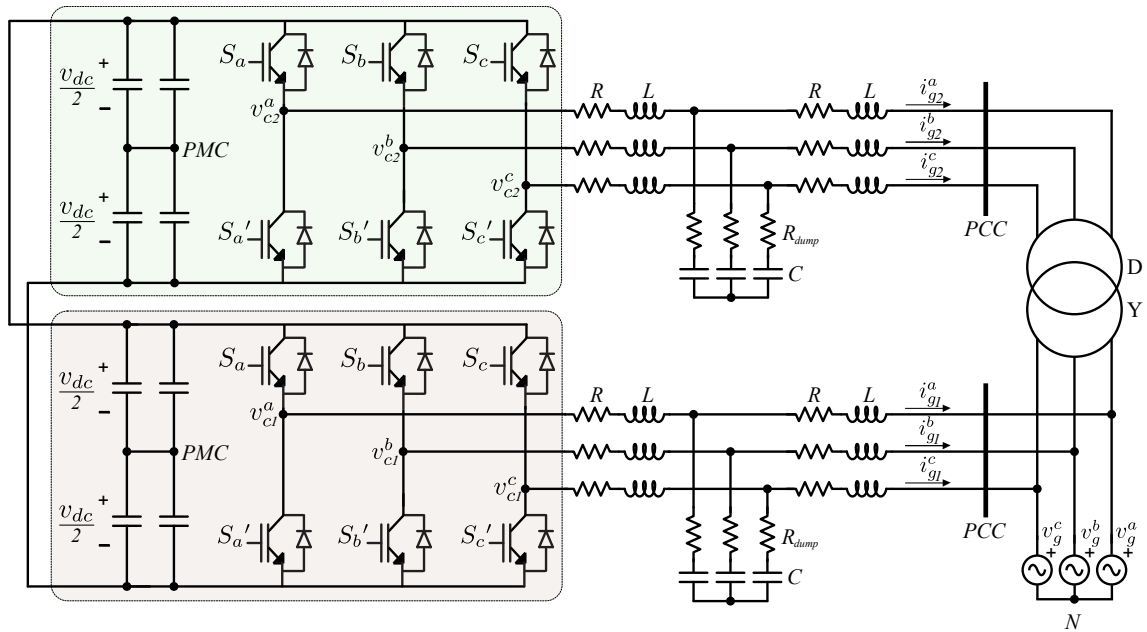


Figura 4.8 Dos VSCs trifásicos a tres hilos con filtro LCL en configuración Back-to-Back.

4.2.1 Back-to-Back a tres hilos con corrientes equilibradas

Empleando el modelo de la Figura 4.8 se simula el comportamiento del sistema para un cambio en la intensidad de referencia del VSC con control resonante. En esta y sucesivas simulaciones se emplearán los mismos valores para las ganancias de los controladores que los detallados en la Sección 4.1. En la Figura 4.9 se muestra la evolución de las intensidades en ejes abc del VSC con control PR para un escalón de 20 A en la amplitud de referencia. Ambos VSC realizan un control adecuado, lo que implica que las intensidades registradas son similares a las que se obtuvieron previamente en la Subsección 4.1.2. En dicha Subsección se simulaba el mismo VSC resonante sustituyendo el bus DC por una fuente ideal de tensión continua.

El aumento de potencia que se le requiere al convertidor resonante tras el escalón se ve reflejado en la tensión del bus de continua, que experimenta una bajada transitoria. En la Figura 4.10 se representa la evolución de la tensión del bus DC. En dicha figura también se representa la intensidad en ejes dq del convertidor auxiliar

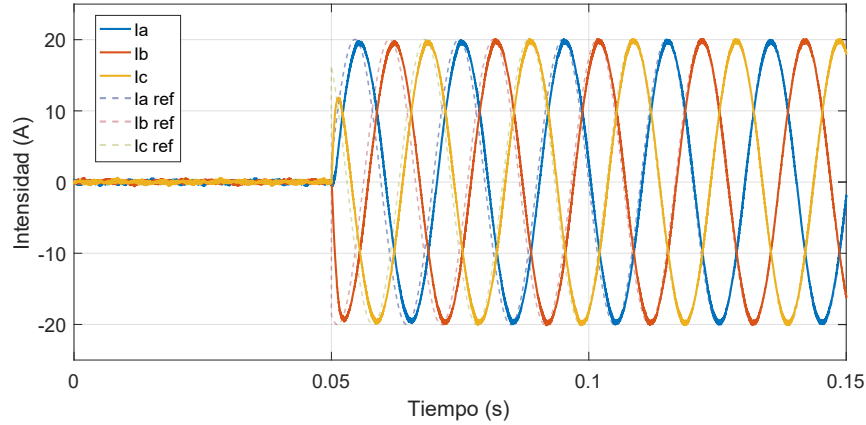


Figura 4.9 Evolución de la intensidad en un VSC con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en *Simulink*.

del Back-to-Back, cuya función es controlar la tensión de continua del bus. Se puede observar que, para estabilizar la tensión, el convertidor que controla el bus DC comienza a absorber aproximadamente la misma intensidad que está inyectando el convertidor resonante. Con esto se cumple un equilibrio de potencias entre ambos convertidores. Si se cumple que la potencia inyectada en el bus coincide con la potencia absorbida se logrará tener una tensión de continua estable. Los dos convertidores en configuración Back-to-Back, por tanto, tienen un balance de potencia nulo. Esto implica que no requieren intercambiar potencia con la red, exceptuando, como es obvio, la necesaria para compensar todas la pérdidas que se generan en el sistema. Para confirmar este balance, en la Figura 4.11 se representan las potencias activas y reactivas intercambiadas por ambos convertidores en sus respectivos puntos de conexión (PCC). Se observa que el convertidor que regula el bus DC tiene una dinámica más lenta en la entrega de potencia, lo cual provoca la bajada inicial de tensión en el bus.

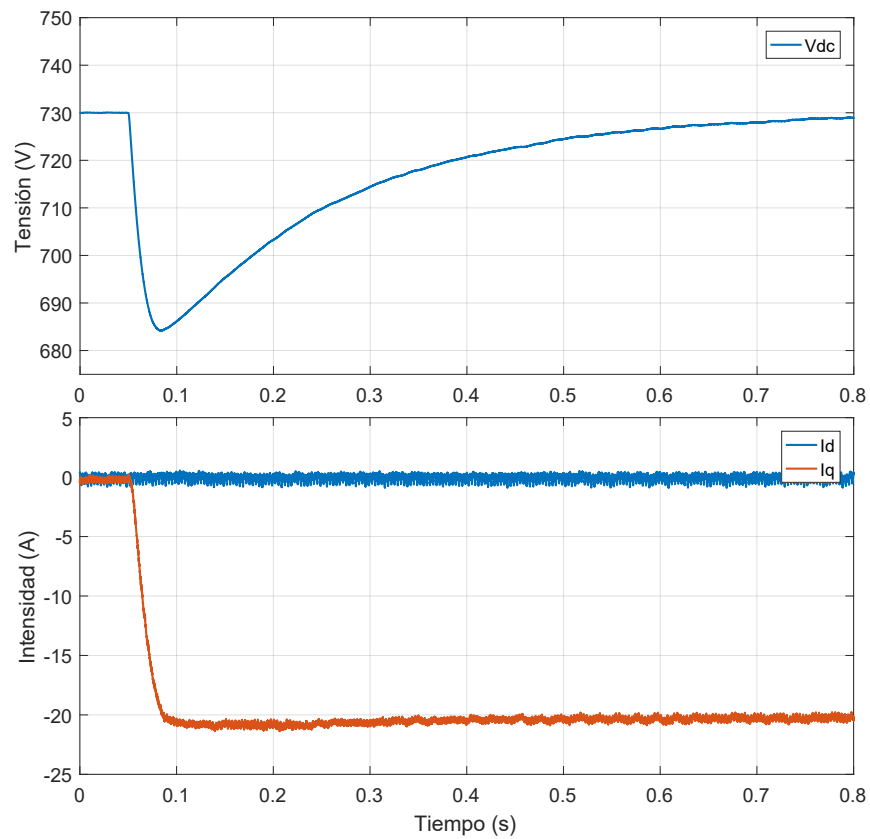


Figura 4.10 Tensión del bus de continua e intensidades del VSC con control dq en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en *Simulink*.

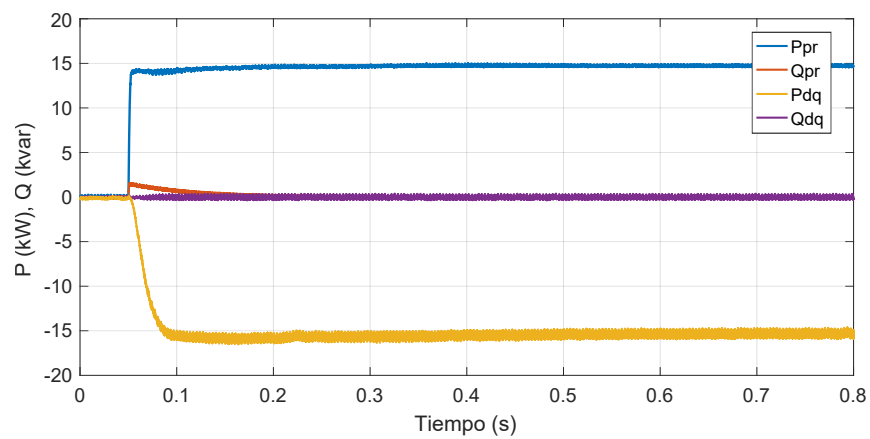


Figura 4.11 Evolución de las potencias activa y reactiva de dos VSCs a tres hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en *Simulink*.

4.2.2 Back-to-Back a tres hilos con corrientes desequilibradas

Empleando nuevamente el modelo de la Figura 4.8 se realiza una segunda simulación. En este caso, se estudiará por primera vez el comportamiento de los VSCs en condiciones desequilibradas. Para ello, se proporcionan referencias de intensidades desequilibradas para el convertidor resonante. En este punto es importante recordar que en sistemas trifásicos a tres hilos siempre se debe verificar la ecuación (4.2), la cuál implica que la suma de las intensidades instantáneas por todas las fases es nula. De esta forma, una vez fijadas dos referencias de corriente la tercera queda definida automáticamente.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.2)$$

En concreto, para el ensayo se introduce un escalón de 20 A en la intensidad para la fase *a* y de 15 A para la fase *b*. La referencia para la fase *c* queda definida por la ecuación (4.2). En la Figura 4.12 se muestra la evolución temporal de la intensidad en ejes *abc* del convertidor con control PR. Se puede comprobar un seguimiento correcto de las referencias fijadas para cada fase.

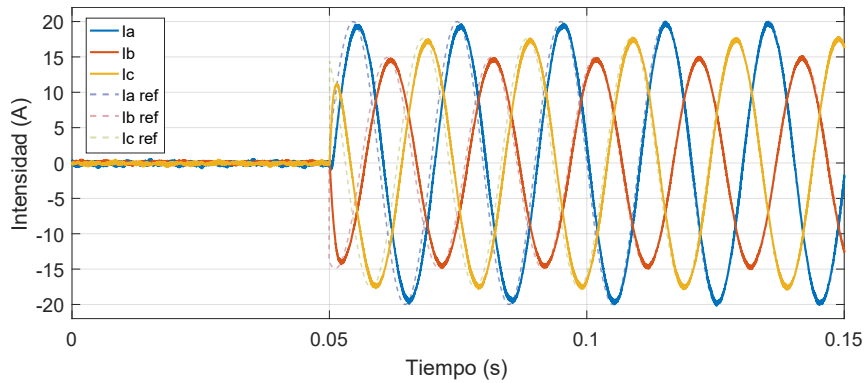


Figura 4.12 Evolución de la intensidad en un VSC con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en *Simulink*.

En la Figura 4.13 se muestra la caída transitoria de tensión en el bus DC cuando el convertidor con control PR comienza a demandar potencia. En este caso es importante destacar la presencia de un rizado en la tensión de continua que no se observaba en la simulación en condiciones equilibradas (Figura 4.10). Es conocido que en un sistema trifásico en el que se tienen intensidades desequilibradas la potencia trifásica intercambiada no es constante en el tiempo. Esta extracción variable de potencia es precisamente la causante de un rizado en el bus DC. De acuerdo a la Teoría PQ [25] y tal y como se puede observar en la Figura 4.13, esta oscilación de potencia se produce al doble de la frecuencia fundamental de la red.

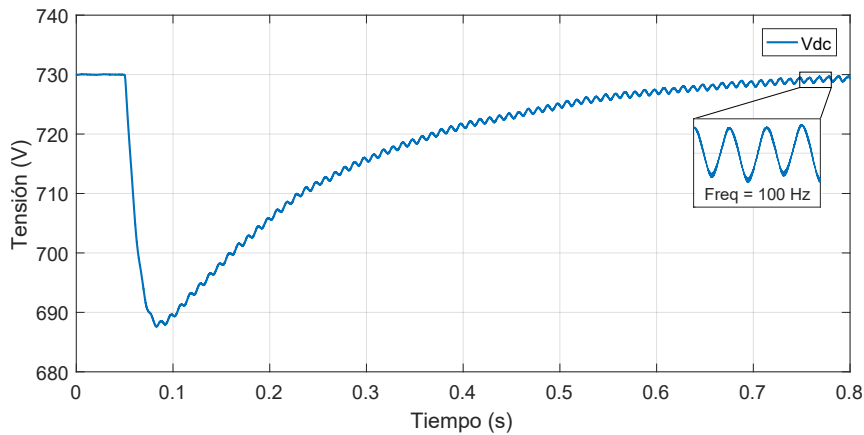


Figura 4.13 Evolución de la tensión DC de dos VSCs en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en *Simulink*.

4.3 Simulación de un VSC trifásico a cuatro hilos

En esta sección se realizarán simulaciones para un VSC a cuatro hilos de cuatro columnas. Se empleará el control PR discretizado en ejes abc que se presentó en el capítulo anterior. De cara a validar exclusivamente el comportamiento del control PR desarrollado, los condensadores del bus DC son sustituidos por una fuente ideal de tensión continua de 730 V. En la siguiente Sección sí se realizarán simulaciones en Back-to-Back con esta topología de convertidor. En la Figura 4.14 se muestra el modelo de un VSC trifásico de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red. Se toman los siguientes valores para los elementos pasivos del modelo:

- Inductancias del filtro (L): 2.5 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.08 Ω
- Condensadores del filtro (C): 1 μF
- Resitencias de damping (R_{damp}): 27 Ω

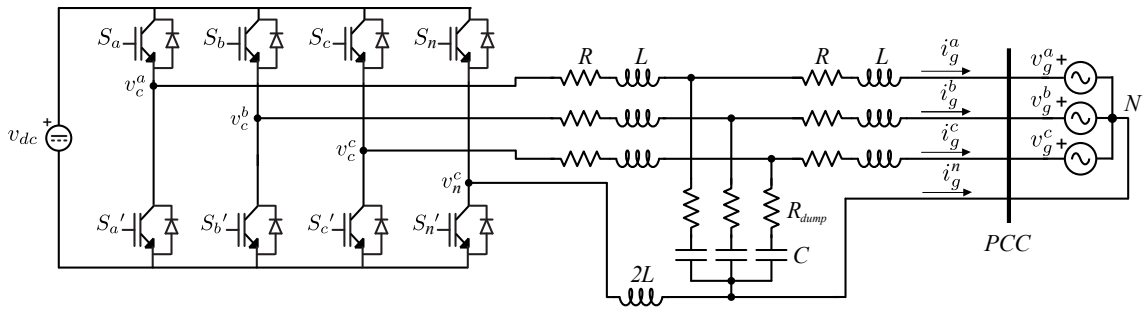


Figura 4.14 VSC trifásico de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red.

4.3.1 VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes equilibradas

Empleando el modelo de la Figura 4.14 se simula la respuesta del sistema para un escalón de 30 A en la intensidad de referencia. En la Figura 4.15 se muestra la evolución de la intensidad por las tres fases y neutro del sistema. En este caso se están simulando intensidades trifásicas equilibradas, por lo que la intensidad por el hilo de neutro debe mantenerse nula. Se comprueba que las tres fases se comportan de forma similar a las simulaciones anteriores con VSCs a tres hilos.

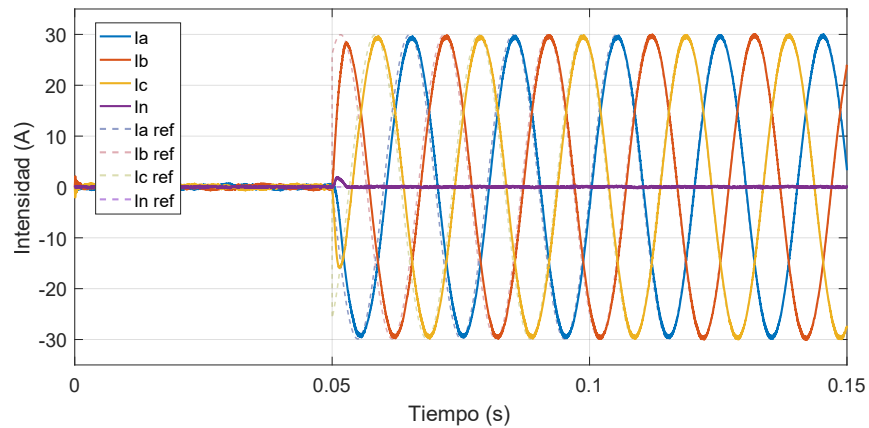


Figura 4.15 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones equilibradas. Simulación en *Simulink*.

4.3.2 VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes desequilibradas

El estudio de convertidores de cuatro columnas toma mayor interés cuando estos gestionan corrientes trifásicas desequilibradas. En sistemas eléctricos a cuatro hilos siempre se debe verificar que la suma total de intensidades por todos los hilos es nula (4.3).

$$i_a + i_b + i_c + i_n = 0 \quad (4.3)$$

Conocidas, por tanto, las referencias de las intensidades trifásicas, queda automáticamente definido el valor que debe tomar la intensidad por el cuarto hilo del sistema. La cuarta columna del VSC es la encargada de controlar dicha intensidad de neutro.

Empleando nuevamente el modelo de la Figura 4.14 se simulará el sistema en condiciones desequilibradas. Para ello se proporcionan valores de amplitud diferentes para cada una de las tres fases. En este caso se introduce un escalón de 30 A para las fases *a* y *b* y de 20 A para la fase *c*. La referencia para la intensidad de neutro queda definida como la resta de estas tres referencias dadas. En la Figura 4.16 se muestra la evolución de las intensidades para este ensayo. Mientras que en el VSC a tres hilos con corrientes desequilibradas solo era posible fijar independientemente las referencias de dos fases (Subsección 4.2.2), en este caso, sin embargo, la presencia de un cuarto hilo en el convertidor permite definir referencias independientes para las tres fases.

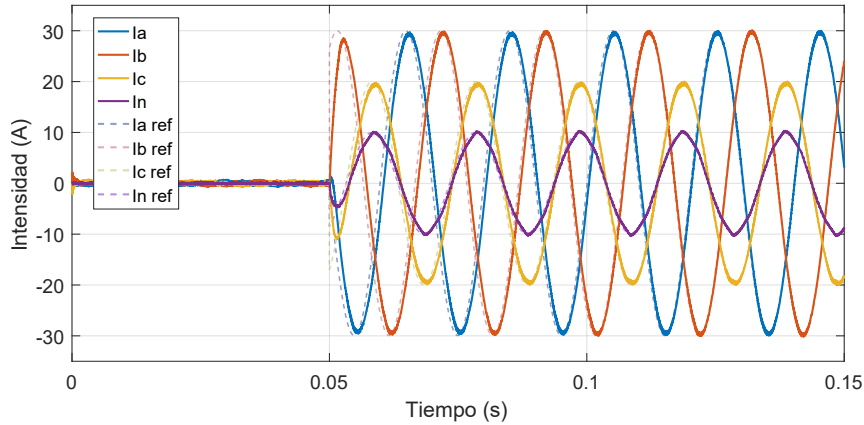


Figura 4.16 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación en *Simulink*.

Otro modo de inducir un desequilibrio en intensidades consiste en fijar referencias de ángulo diferentes para cada fase (anteriormente se habían supuesto todas las intensidades en fase con la tensión). En la Figura 4.17 se muestra la evolución de tensiones e intensidades en el supuesto de proporcionar un escalón de 20° en la referencia de ángulo de desfase con la tensión para la fase *a*. Las fases *b* y *c* se mantienen con una referencia de ángulo de desfase nulo. Para facilitar la comparación de desfases entre tensión e intensidad se introducen líneas verticales discontinuas cuya posición coincide con el paso por cero en sentido ascendente de las ondas de tensión. De esta forma se puede observar que las intensidades de las fases *b* y *c* están sincronizadas con sus respectivas tensiones. En la fase *a*, sin embargo, se observa un desfase entre tensión e intensidad de 1.1 ms ($0.13 \text{ s} - 0.1289 \text{ s} = 0.0011 \text{ s}$). Esta diferencia se corresponde con los 20° de desfase de referencia que se ha establecido (4.4):

$$\frac{20^\circ}{360^\circ} \cdot \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 1.11 \text{ ms} \quad (4.4)$$

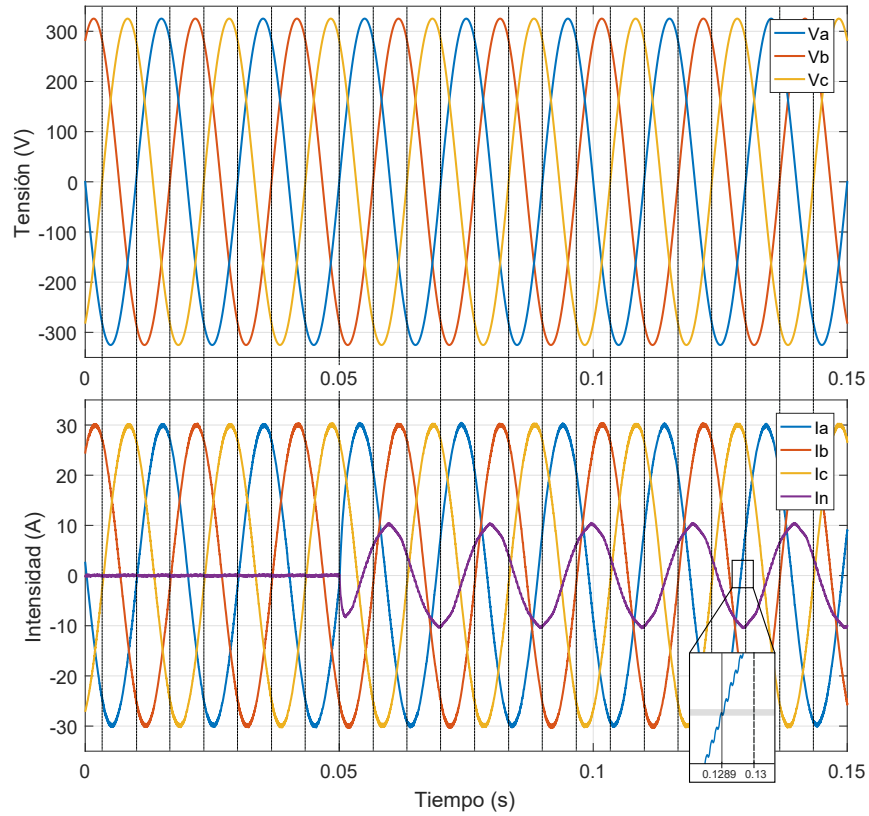


Figura 4.17 Evolución de tensión e intensidades en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación en *Simulink*.

4.4 Simulación Back-to-Back trifásico a tres y cuatro hilos

Por último, en esta sección se realizarán simulaciones de dos convertidores a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Se emplea un convertidor a cuatro columnas con control PR como el de la sección anterior y un segundo convertidor cuyo objetivo será mantener una tensión constante en el bus de continua. Este control de la tensión DC se realizará con un VSC a tres hilos con control en ejes dq como el empleado para realizar las simulaciones de la Subsección 4.1.1. Hay dos motivos que explican la utilización de un convertidor a tres hilos en lugar de otro similar de cuatro columnas. En primer lugar, dado que la finalidad de este VSC es exclusivamente controlar la tensión del bus de continua, no se observa ninguna ventaja en emplear un convertidor de cuatro columnas frente a uno convencional a tres hilos con control en ejes dq . Por otra parte, se pretende reutilizar un convertidor a tres hilos de 100 kVA ya presente en los laboratorios para ejercer el control del bus DC. En el capítulo de resultados experimentales se presentarán en detalle los convertidores empleados.

En la Figura 4.18 se muestra el esquema de conexión de dos convertidores a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Al igual que en otras simulaciones Back-to-Back será necesario incluir un transformador estrella-triángulo entre ambos convertidores con el fin de evitar la posible circulación de corriente homopolar entre ellos. Se toman los siguientes valores para los elementos pasivos del modelo:

- Inductancias del filtro (L): 2.5 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.08 Ω
- Condensadores del filtro (C): 1 μF

- Resistencias de damping (R_{damp}): 27Ω
- Condensadores del bus DC (C_{dc}): $2200 \mu F$

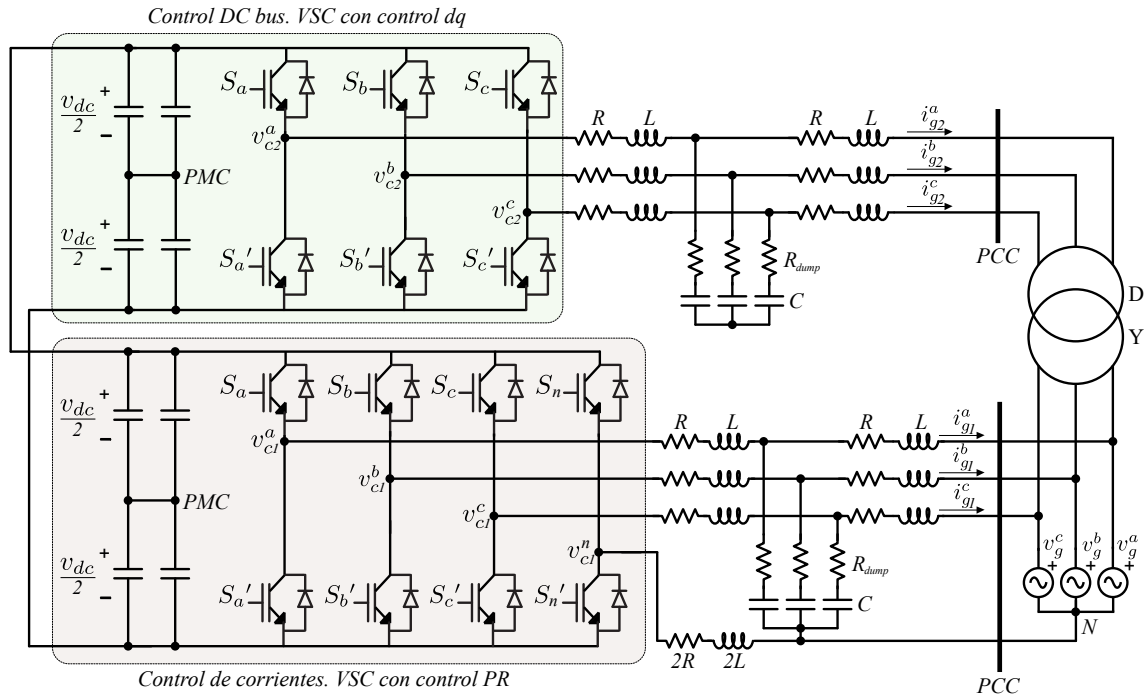


Figura 4.18 Dos VSCs trifásicos a tres y cuatro hilos con filtro LCL en configuración Back-to-Back.

4.4.1 Back-to-Back a tres y cuatro hilos con corrientes equilibradas

Se emplea el modelo de la Figura 4.18 para simular la respuesta del sistema cuando se introduce un escalón de 20 A en la amplitud de referencia del convertidor con control PR. El segundo convertidor se encarga de mantener la tensión del bus DC a una referencia de 730 V. En la Figura 4.19 se muestra la evolución de la intensidad del controlador resonante.

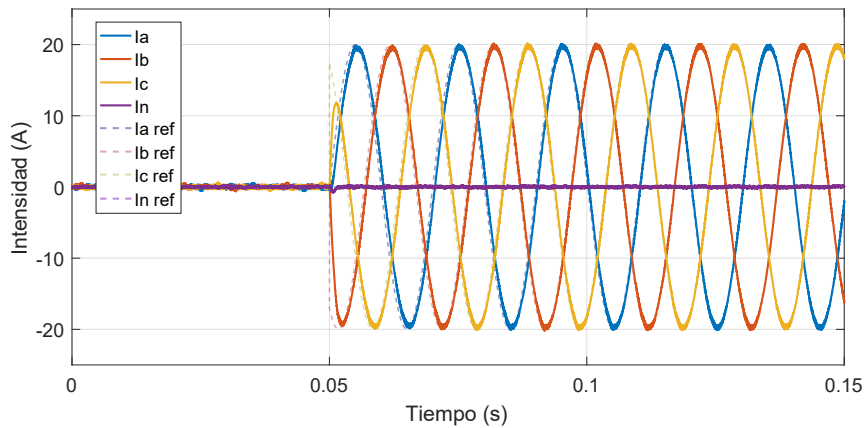


Figura 4.19 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en *Simulink*.

En la Figura 4.20 se muestra la evolución de las potencias instantáneas en los dos convertidores del Back-to-Back. El cambio en la intensidad generada por el convertidor PR implica un cambio en la potencia que éste demanda del bus de continua. Dado que el convertidor que controla la tensión DC tiene una dinámica más lenta, este incremento en la potencia demandada provoca una bajada transitoria de la tensión del bus del continua, tal y como se aprecia en la Figura 4.21. El segundo convertidor del Back-to-Back es el encargado de devolver la tensión continua a la consigna de referencia.

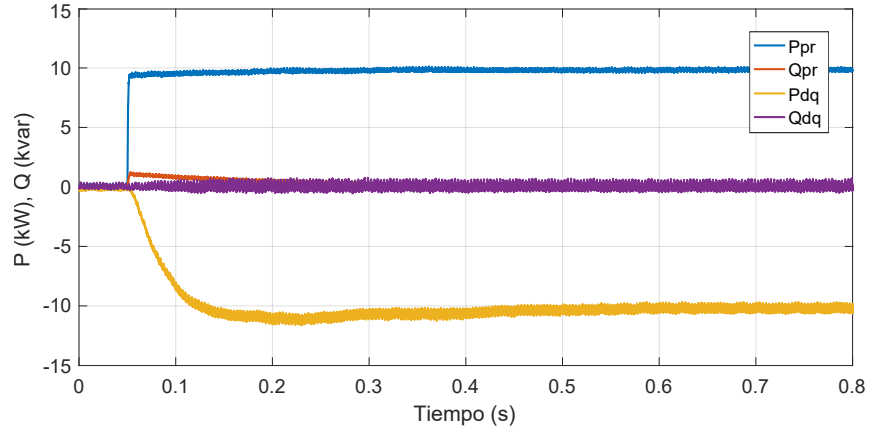


Figura 4.20 Evolución de las potencias activa y reactiva de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en *Simulink*.

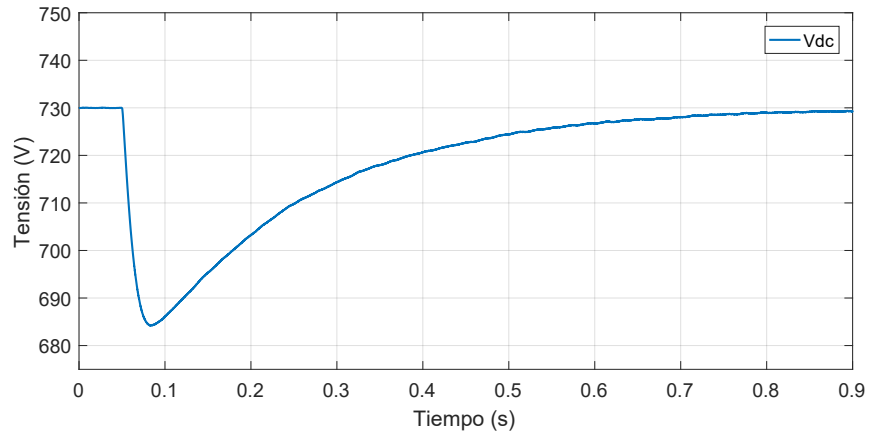


Figura 4.21 Evolución de la tensión DC de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en *Simulink*.

4.4.2 Back-to-Back a tres y cuatro hilos con corrientes desequilibradas

Finalmente se realizan simulaciones con corrientes desequilibradas sobre el modelo de la Figura 4.18. En la Figura 4.22 se muestra la evolución de las intensidades del convertidor resonante cuando se introduce un escalón en la amplitud de referencia de 15 A para la fase *c* y de 20 A para las fases *a* y *b*. Se observa que las intensidades siguen las referencias establecidas de forma similar a la simulación realizada en la sección anterior con una fuente ideal de tensión continua.

La ausencia de la fuente ideal de tensión DC permite variaciones en la tensión de los condensadores. En la Figura 4.23 se muestra la caída de la tensión DC tras el escalón en las intensidades de referencia. Al igual que como ya se observara en las simulaciones en topología Back-to-Back a tres hilos, el hecho de tener intensidades trifásicas desequilibradas implica una oscilación permanente a 100 Hz en el bus de continua [25]. Esta oscilación viene provocada por la extracción variable de potencia del bus DC. En la Figura 4.24 se muestran las potencias intercambiadas por los convertidores del Back-to-Back en el punto PCC. Como

se ha comentado, se observa que la potencia activa demandada por el convertidor resonante presenta una oscilación permanente a 100 Hz.

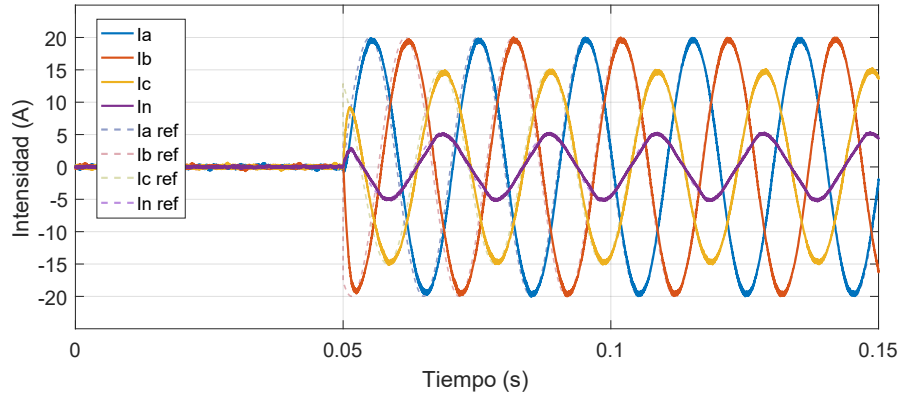


Figura 4.22 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en *Simulink*.

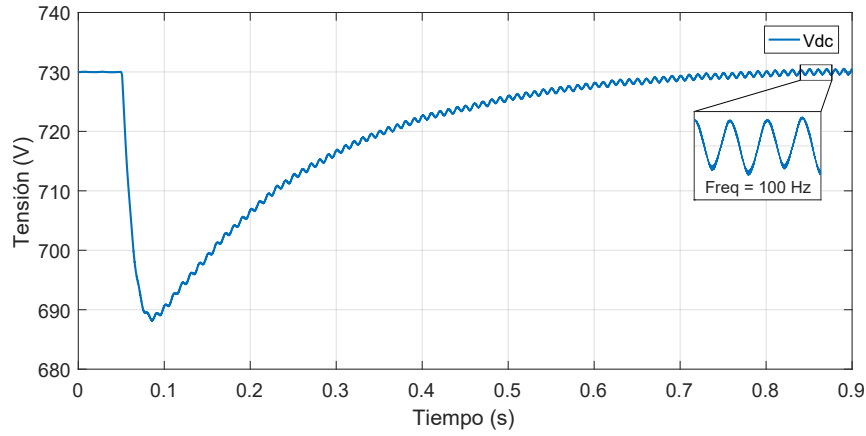


Figura 4.23 Evolución de la tensión DC de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en *Simulink*.

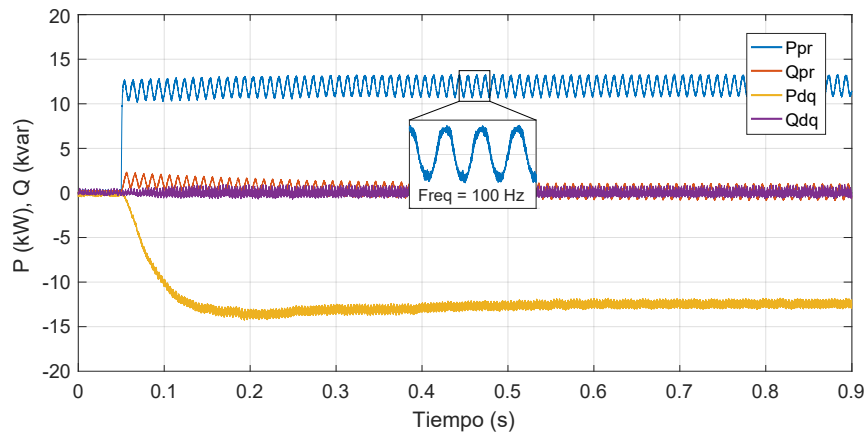


Figura 4.24 Evolución de las potencias activa y reactiva de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en *Simulink*.

5 Simulaciones Hardware-in-the-Loop (HIL)

En este capítulo se desarrolla la técnica de simulación en tiempo real *Hardware-in-the-Loop* (HIL). Se estudiarán los principios de funcionamiento de esta técnica y las posibilidades que aporta a este proyecto en concreto. El capítulo culmina con la presentación de diversas simulaciones que se han realizado y los resultados obtenidos.

5.1 Simulaciones HIL: definición y funcionamiento

La simulación *Hardware-in-the-Loop* es una técnica empleada para el desarrollo y validación de una amplia variedad de sistemas de control en tiempo real [29] [30]. Mediante esta técnica se puede comprobar el funcionamiento real de algoritmos de control una vez que estos han sido implementados físicamente en un sistema integrado en desarrollo.

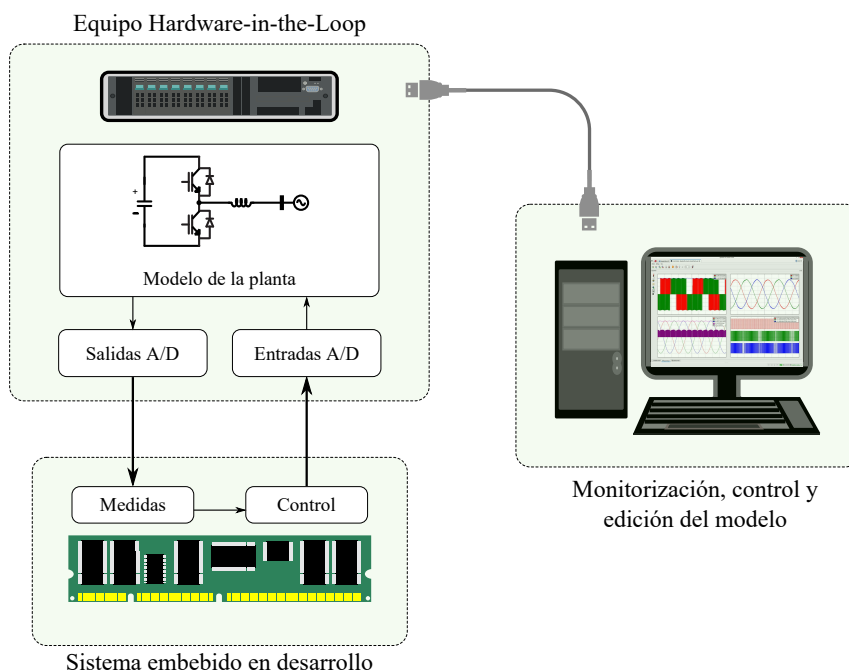


Figura 5.1 Esquema de funcionamiento Hardware-in-the-Loop.

En la Figura 5.1 se muestra un esquema del funcionamiento de una simulación HIL. Para la realización de este tipo de simulaciones se requiere emplear un equipo simulador HIL. Este equipo se encarga de ejecutar la

simulación de una planta (en este trabajo un VSC conectado a red) en tiempo real. El equipo HIL dispone de una serie de módulos de entrada y salida de señales analógicas y digitales que conectan con la planta simulada en tiempo real.

A través de estos módulos de entrada y salida se establece una conexión en tiempo real con un sistema integrado en desarrollo, p.ej., un microcontrolador. En el microcontrolador se programarían los algoritmos de control desarrollados que se quieren testar previo a la implementación experimental. Este microcontrolador es el mismo que se utilizaría en los posteriores ensayos experimentales.

Es importante destacar que el modelo de la planta que se carga en el equipo simulador HIL debe incluir la simulación de una serie de sensores y actuadores. Por un lado, el valor de los sensores queda determinado en tiempo real por el modelo de la planta en simulación. Este valor se traduce en una señal generada por el módulo de salidas A/D que puede ser leída por el microcontrolador. Por otro lado, el módulo de entradas A/D del simulador HIL es capaz de recoger una serie de señales de control del microcontrolador. Estas señales de control son generadas por el microcontrolador a partir del valor de las señales leídas de la planta y atendiendo a una cierta estrategia de control. Las señales de control modifican el estado de los actuadores simulados en el modelo de la planta.

5.2 Simulación HIL para el control de un VSC

En esta sección se presenta la adaptación del modelo de un VSC para la realización de simulaciones HIL. En este trabajo se empleará el equipo *Typhoon HIL 402*, el cuál viene acompañado por un paquete software para la edición y compilado de modelos (*Typhoon HIL Schematic Editor*) y para la monitorización de simulaciones en tiempo real (*Typhoon HIL Control Center*).

Empleando las librerías propias de las soluciones software de *Typhoon HIL* es posible crear un modelo de VSC conectado a red como el que se muestra en la Figura 5.2. Los modelos de VSC que se emplearán para simulaciones HIL son similares a los que ya se han presentado anteriormente en este trabajo. Sí es importante recordar que para estas simulaciones será necesario incluir una serie de sensores y actuadores simulados propios de una simulación HIL. En este caso se tienen medidores de tensión e intensidad como sensores del modelo y parejas de IGBTs jugando el papel de actuadores en la simulación.

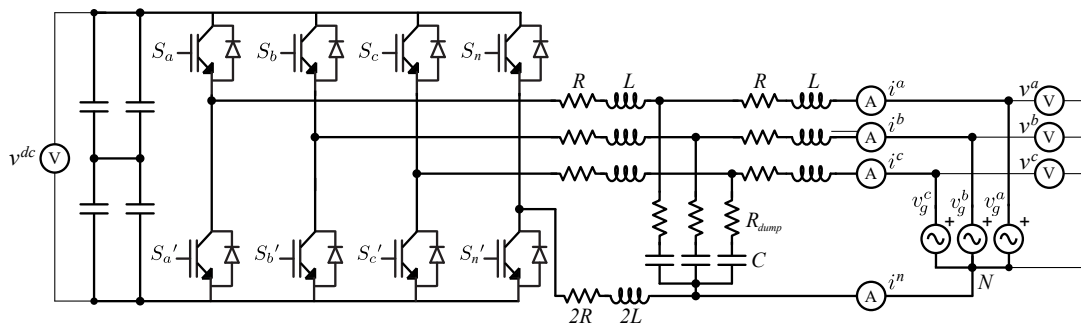


Figura 5.2 Modelo de VSC de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red para simulaciones HIL.

Volviendo a los componentes de una simulación HIL, el microcontrolador es el elemento central que motiva esta técnica de simulación. En este proyecto se trabajará con tarjetas DSP (del inglés *Digital Signal Processor*) para ejercer las estrategias de control desarrolladas sobre los convertidores. Un DSP es un sistema basado en un microprocesador que está optimizado para la realización de cálculos a muy alta velocidad. Esto los convierte en dispositivos idóneos para el procesamiento de señales analógicas en tiempo real. Para este proyecto se ha seleccionado el DSP *TMDSCNCD28335* de *Texas Instruments*. Este DSP trabaja a una frecuencia máxima de 150 MHz, cuenta con un conversor analógico-digital (ADC) de 12 canales, 6 módulos PWM de salida doble y dispone de un módulo de comunicaciones CAN entre otros.

Finalmente, también será necesario contar con una placa de adaptación de señales entre el equipo simulador HIL y el DSP escogido. Esta placa es necesaria como consecuencia de las distintas tensiones de operación del equipo HIL y de la tarjeta DSP. Por un lado, el equipo *Typhoon HIL 402* trabaja en un rango de tensiones de $[-10\text{ V}, +10\text{ V}]$ para señales analógicas y de $[0\text{ V}, +10\text{ V}]$ para señales digitales. Por otro lado, el DSP *TMDSCNCD28335* de *Texas Instruments* opera señales digitales en el rango de $[0\text{ V}, +3\text{ V}]$ y los módulos ADC admiten señales analógicas en el rango de tensiones de $[0\text{ V}, +3\text{ V}]$. Se empleará una placa de adaptación de señales que *Typhoon HIL* comercializa para este tipo de DSPs (*Typhoon HIL DSP DIM100 Interface*).

En la Figura 5.3 se muestra un esquema del funcionamiento de una simulación HIL para el control de un VSC. En ella se incluye el equipo simulador HIL, la tarjeta DSP y la placa de adaptación de señales.

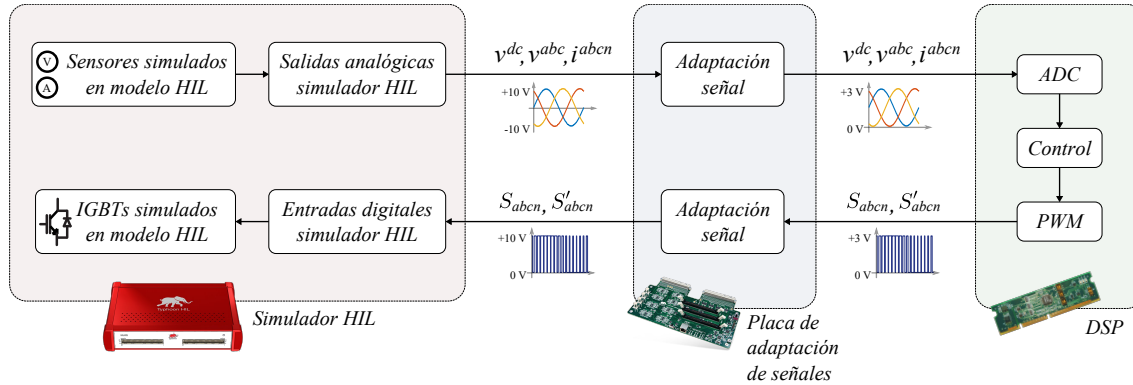


Figura 5.3 Esquema de funcionamiento de simulación HIL para el control de un VSC.

En la Figura 5.4 se muestra el montaje hardware realizado en los laboratorios para el desarrollo de simulaciones HIL.

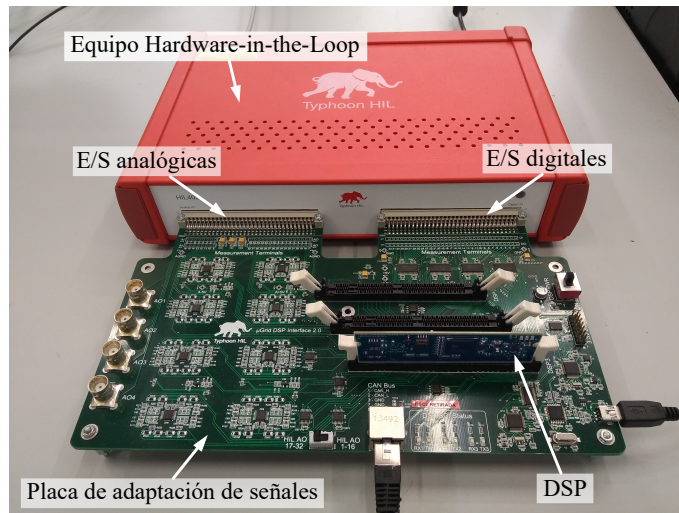


Figura 5.4 Montaje hardware para realizar simulaciones HIL.

5.3 Simulación HIL para un VSC a tres hilos

En esta sección se presentan los resultados obtenidos en simulaciones HIL con un VSC de tres hilos. Se realizarán simulaciones similares a las que ya se presentaron en el capítulo de simulaciones en *Simulink*. De

esta forma se podrán comparar los resultados obtenidos mediante cada técnica de simulación. En la Figura 5.5 se muestra el modelo de VSC a tres hilos que debe ser compilado en el simulador HIL. Por simplicidad, en esta y sucesivas figuras se omitirá la representación de los medidores de tensión e intensidad simulados del modelo. Los elementos pasivos del modelo toman los valores:

- Inductancias del filtro (L): 2.5 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.08 Ω
- Condensadores del filtro (C): 1 μF
- Resistencias de damping (R_{damp}): 27 Ω
- Condensadores del bus DC (C_{dc}): 2200 μF

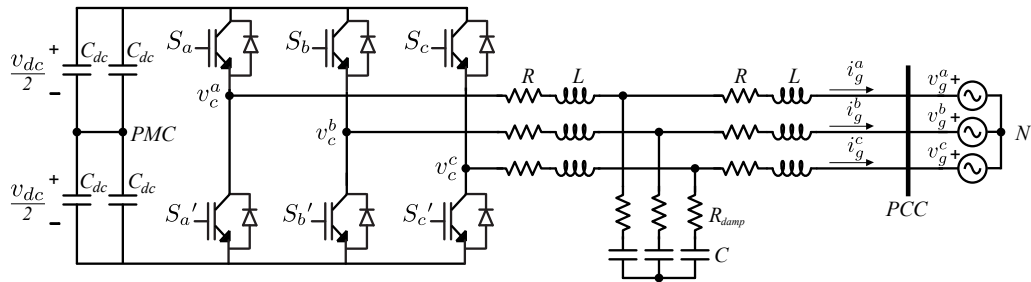


Figura 5.5 VSC trifásico a tres hilos con filtro LCL de conexión a red.

5.3.1 STATCOM y control DC en ejes dq

Se realizan dos ensayos sobre el modelo de la Figura 5.5. En el DSP se implementa la misma estrategia de control en ejes dq que ya se empleó para realizar las simulaciones en *Simulink* equivalentes del capítulo anterior (Subsección 4.1.1). Se toman las mismas ganancias para los controladores del sistema:

PI control DC:

- $K_p^{DC} = 0.1$
- $K_i^{DC} = 1$

PI control dq :

- $K_p^{dq} = 2$
- $K_i^{dq} = 50$

En primer lugar, se varía la tensión DC de referencia manteniendo la i_d de referencia nula. En el segundo 0.05 de simulación se introduce al control en el DSP la consigna de elevar la tensión DC a 730 V. El punto de partida son los 560 V en los que los diodos en antiparalelo estabilizan la tensión de los condensadores. En la Figura 5.6 se muestra la evolución de la tensión DC y de la intensidad absorbida por el convertidor.

En la Figura 5.7 se muestra una comparación entre la tensión de los condensadores que se ha obtenido mediante simulación HIL y la que se obtuvo en el capítulo anterior para simulación software con *SimPowerSystems*. Aún siendo similares, se observan diferencias en la respuesta transitoria en ambos casos. Esta diferencia obedece principalmente a dos motivos. En primer lugar, los modelos de la planta no son iguales para cada técnica de simulación. Mientras que las simulaciones en *Simulink* se basan en la librería de *SimPowerSystems*, para las simulaciones HIL se ha empleado la librería y software de modelado propios de *Typhoon HIL*. Por otra parte, en las simulaciones HIL se tienen señales analógicas reales y el control es

ejecutado en tiempo real por un DSP. El DSP puede introducir retrasos y no linealidades que tienen influencia en la respuesta transitoria del sistema.

En una segunda simulación, con el convertidor manteniendo la tensión DC en 730 V se estudia la respuesta del sistema para un escalón de 30 A en la referencia de i_d . En la Figura 5.8 se muestra la evolución de la intensidad del convertidor en ejes dq y abc para dicho escalón.

En la Figura 5.9 se muestra la comparación de la intensidad en ejes dq para un cambio en la referencia de i_d obtenida mediante simulación software y mediante simulación HIL. Nuevamente, si se compara con la simulación del mismo escenario en *Simulink* el sistema presenta una respuesta algo más lenta.

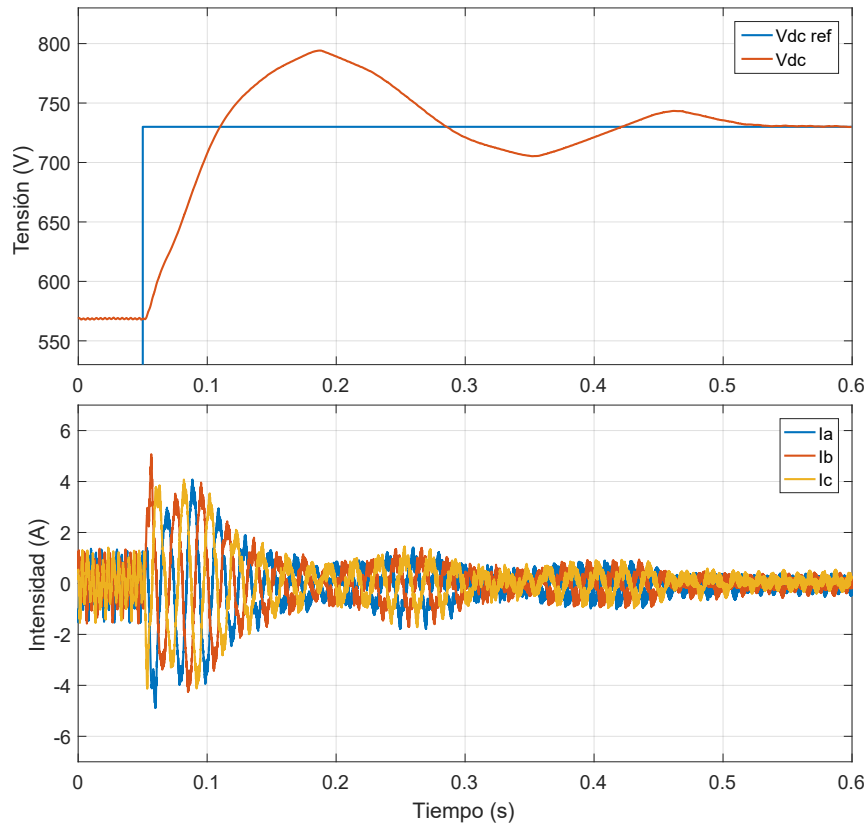


Figura 5.6 Evolución de tensión e intensidades en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Simulación HIL.

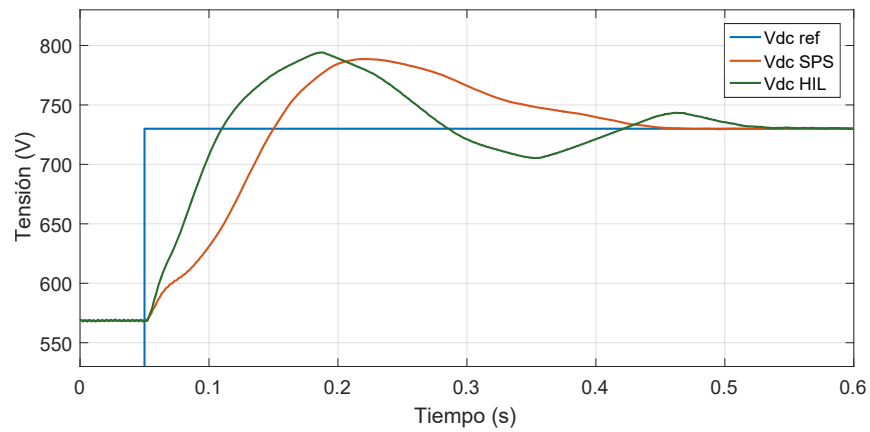


Figura 5.7 Evolución de tensión en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Comparativa simulación SPS y simulación HIL.

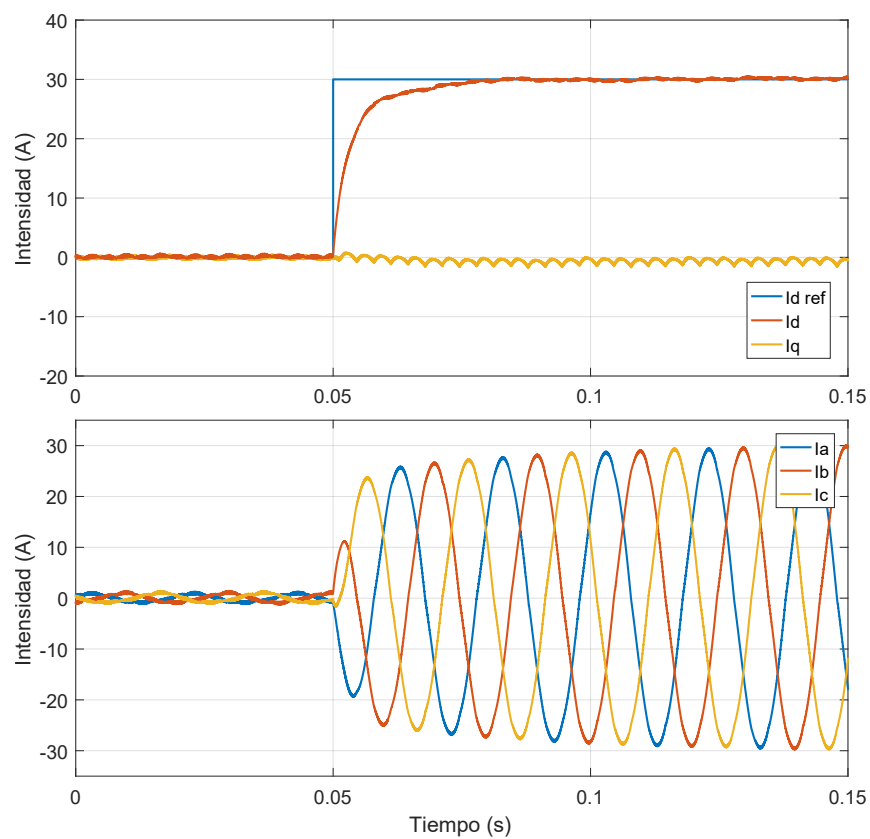


Figura 5.8 Evolución de intensidades en ejes dq y abc en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Simulación HIL.

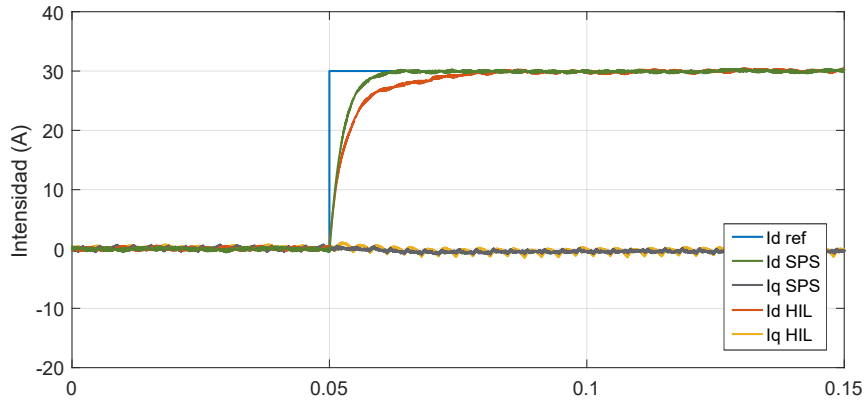


Figura 5.9 Evolución de intensidades en ejes dq en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Comparativa simulación SPS y simulación HIL.

5.3.2 VSC con control resonante en ejes abc

Al igual que en la simulación equivalente del capítulo anterior, dado que en el control PR no se incluye un bucle de control para regular la tensión DC, será necesario modificar el modelo de la Figura 5.5 sustituyendo los condensadores DC por una fuente ideal de tensión continua. Dicho modelo es compilado y ejecutado en tiempo real en el equipo HIL. Por otra parte, en el DSP se implementa una estrategia de control PR como la desarrollada en el Capítulo 3. Se seleccionan ganancias para el control idénticas a las empleadas en la simulación equivalente en *SimPowerSystems*:

- $K_p^{PR} = 9$
- $K_i^{PR} = 100$

En primer lugar se estudia el comportamiento del sistema para un escalón en la amplitud de referencia del convertidor. En la Figura 5.10 se muestra la evolución de la intensidad para un escalón trifásico equilibrado de 30 A.

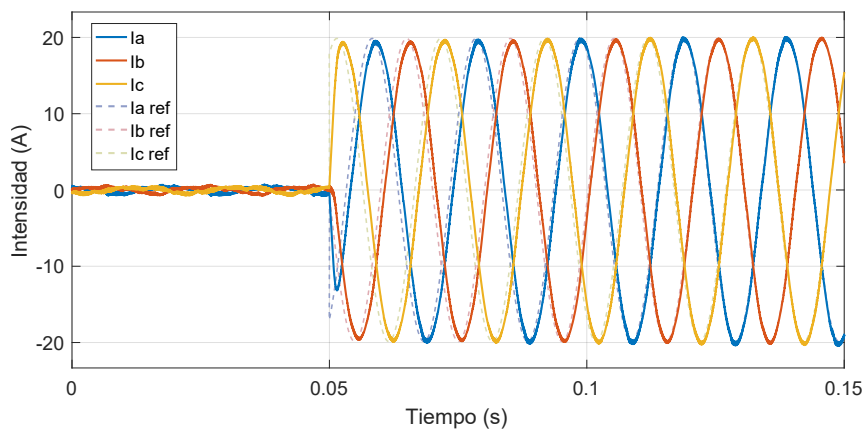


Figura 5.10 Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la referencia de amplitud. Simulación HIL.

Seguidamente se simula el comportamiento del VSC para un cambio en el ángulo de referencia. En la Figura 5.11 se muestra tensión e intensidad de la fase a del convertidor para un escalón de 90° en la referencia

de ángulo de desfase. Se representa exclusivamente la fase a ya que al proporcionar el mismo escalón para las tres fases, la evolución de las fases b y c es análoga. Los resultados de estas simulaciones HIL ponen de manifiesto que no existen diferencias apreciables con respecto a los ensayos realizados en el capítulo anterior. En el siguiente capítulo se presentan una serie de tablas en las que se comparan las respuestas del VSC obtenidas mediante simulaciones en *Simulink*, mediante simulaciones HIL y en ensayos experimentales.

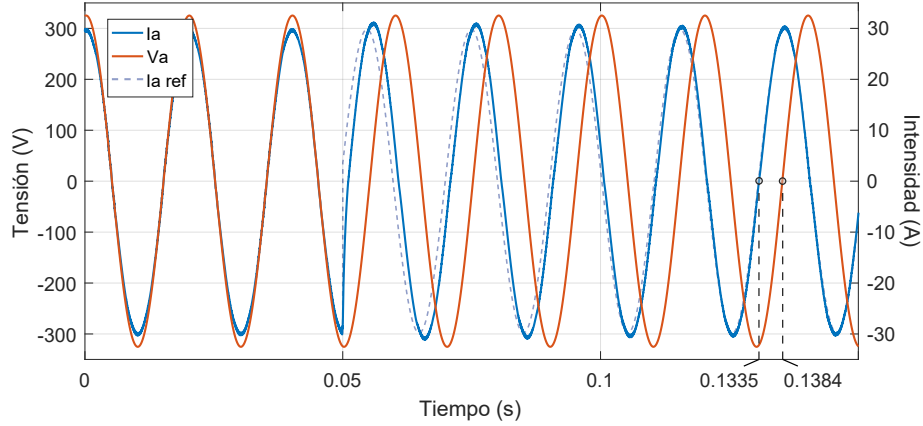


Figura 5.11 Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la referencia de ángulo. Fase a . Simulación HIL.

5.4 Simulación HIL para un VSC a cuatro hilos

En esta sección se realizan simulaciones HIL con un VSC de cuatro columnas. En el DSP se implementa nuevamente la estrategia de control desarrollada en el Capítulo 3. Se toman los mismos valores de la sección anterior para las ganancias de los controladores y, en este caso, también será necesario incluir el control del hilo de neutro. En el simulador HIL se compila un modelo equivalente al que se empleara en las simulaciones con *Simulink*. Dicho modelo se muestra en la Figura 5.12, donde los elementos pasivos de éste toman los siguientes valores:

- Inductancias del filtro (L): 2.5 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.08 Ω
- Condensadores del filtro (C): 1 μF
- Resistencias de damping (R_{damp}): 27 Ω

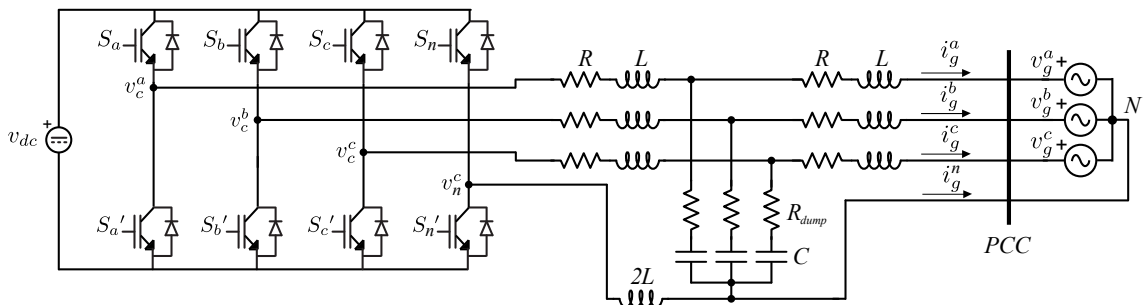


Figura 5.12 VSC trifásico de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red.

5.4.1 VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes equilibradas

Empleado el modelo de la Figura 5.12 y con el DSP ejecutando la estrategia de control PR desarrollada se realizan dos simulaciones para condiciones equilibradas.

En la Figura 5.13 se muestra cómo evoluciona la intensidad tras un escalón de 30 A en la amplitud de referencia de corrientes.

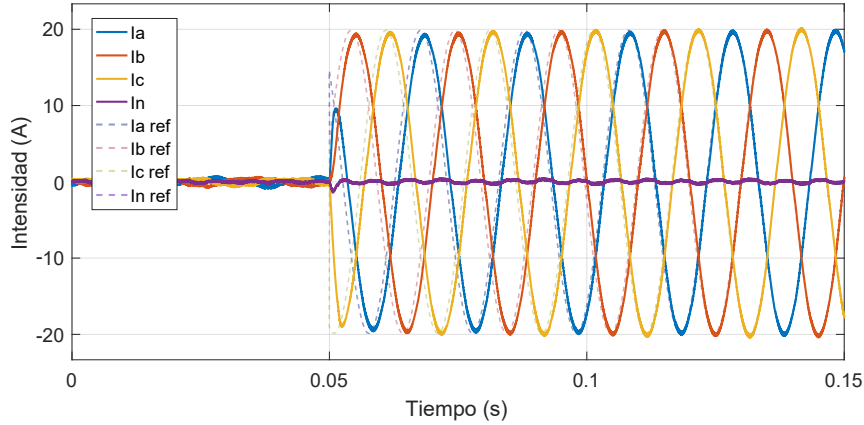


Figura 5.13 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones equilibradas. Simulación HIL.

En la Figura 5.14 se muestra la evolución de la intensidad para un escalón de 90° en el desfase de referencia. Para mayor claridad y dado que se tiene el mismo comportamiento por las tres fases, sólo se muestra la evolución la intensidad de la fase *a* con respecto a su tensión.

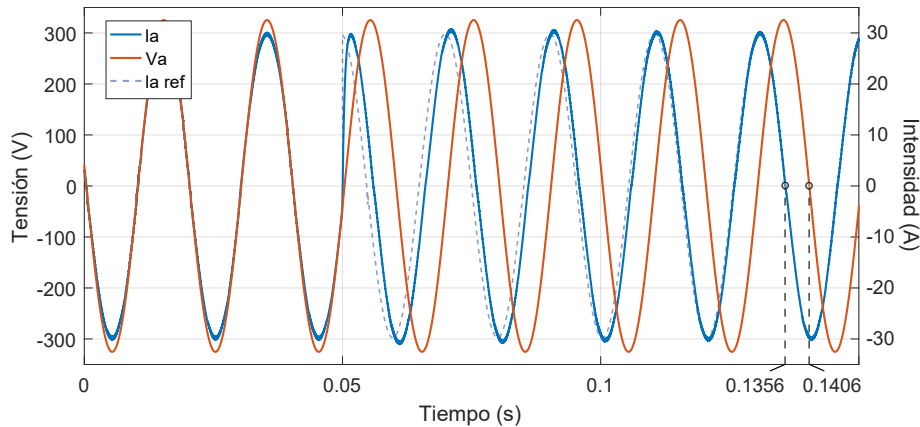


Figura 5.14 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en el desfase de referencia. Condiciones equilibradas. Fase *a*. Simulación HIL.

En ambos casos no se observan diferencias importantes con respecto a las simulaciones realizadas anteriormente en *Simulink* y con respecto a las simulaciones HIL para VSCs a tres hilos. Los resultados se corresponden, por tanto, con los que se podría esperar de este tipo de control. En el siguiente capítulo se presentan una serie de tablas en las que se comparan las respuestas del VSC obtenidas mediante simulaciones en *Simulink*, mediante simulaciones HIL y en ensayos experimentales. Con este paso queda verificado el correcto funcionamiento de la estrategia de control una vez que esta ha sido implementada en una tarjeta DSP para operar un VSC en condiciones equilibradas.

5.4.2 VSC de cuatro columnas con control PR. Corrientes desequilibradas

Finalmente se comprobará el funcionamiento de un VSC con control PR para condiciones de operación desequilibradas.

En la Figura 5.15 se muestra la evolución de las intensidades del VSC cuando se proporciona un escalón de -10 A en la referencia de i_a . Las fases b y c se mantienen con una referencia constante de 30 A.

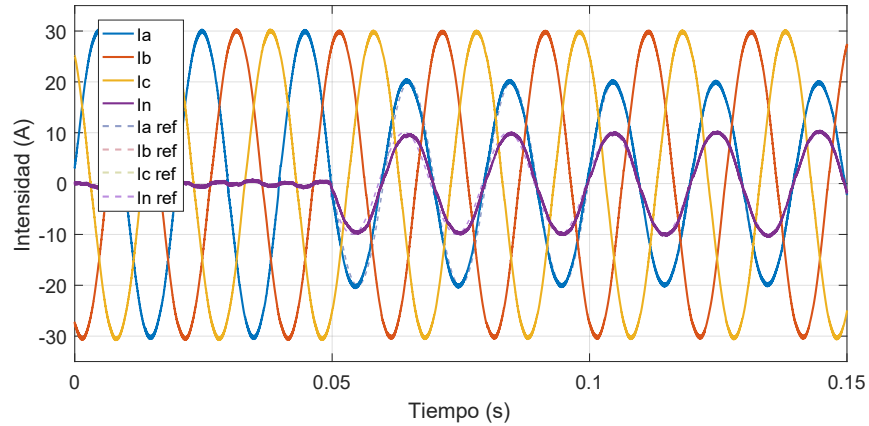


Figura 5.15 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación HIL.

Se realiza una segunda simulación en condiciones desequilibradas, variando en este caso exclusivamente el ángulo de una de las fases del convertidor. En la Figura 5.16 se muestra la evolución de las intensidades en un VSC de cuatro columnas cuando se introduce un escalón de 90° en la referencia de desfase de i_a . Este constituye un caso extremo de desequilibrio, y es que se puede observar que se tiene una intensidad por el hilo de neutro que es superior a las intensidades por fase.

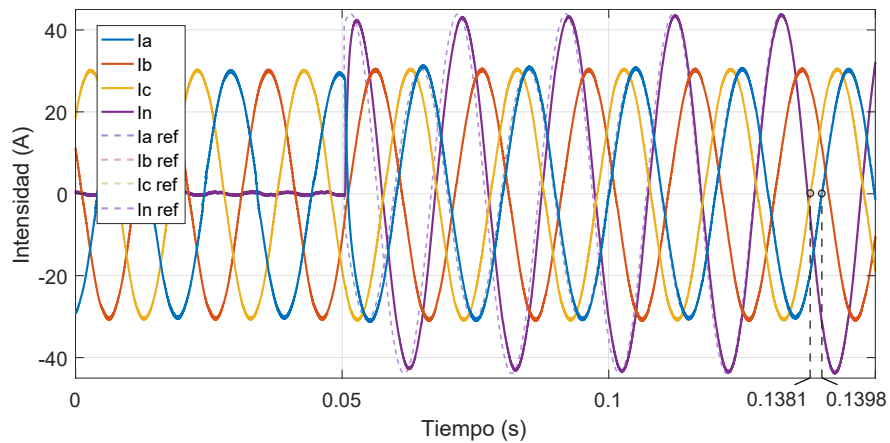


Figura 5.16 Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en el desfase de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación HIL.

Con estas dos últimas simulaciones se puede considerar verificado el correcto funcionamiento del DSP y la estrategia de control en condiciones tanto equilibradas como desequilibradas.

6 Resultados experimentales

En este capítulo se presenta el montaje experimental realizado en los laboratorios para la puesta en marcha del VSC de cuatro columnas. Se incluye la descripción de todos los equipos y componentes empleados, la electrónica desarrollada para el control y la gestión de las comunicaciones con el convertidor. Posteriormente, se mostrarán todos los resultados experimentales recogidos en los diversos ensayos realizados.

6.1 Montaje experimental

En primer lugar, se comenzará con una descripción detallada del montaje experimental implementado en los laboratorios del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la US.

Tal y como se adelantó en la introducción de este documento, el proyecto de investigación en el que se enmarca este trabajo fin de máster incluye el control desequilibrado de seis convertidores de cuatro columnas integrados en una red a escala de BT. En la Figura 6.1 se representa nuevamente el esquema de conexión de los VSCs en la red. Los seis convertidores de cuatro columnas comparten un único bus de tensión continua cuya tensión es controlada por un VSC adicional de mayor potencia.

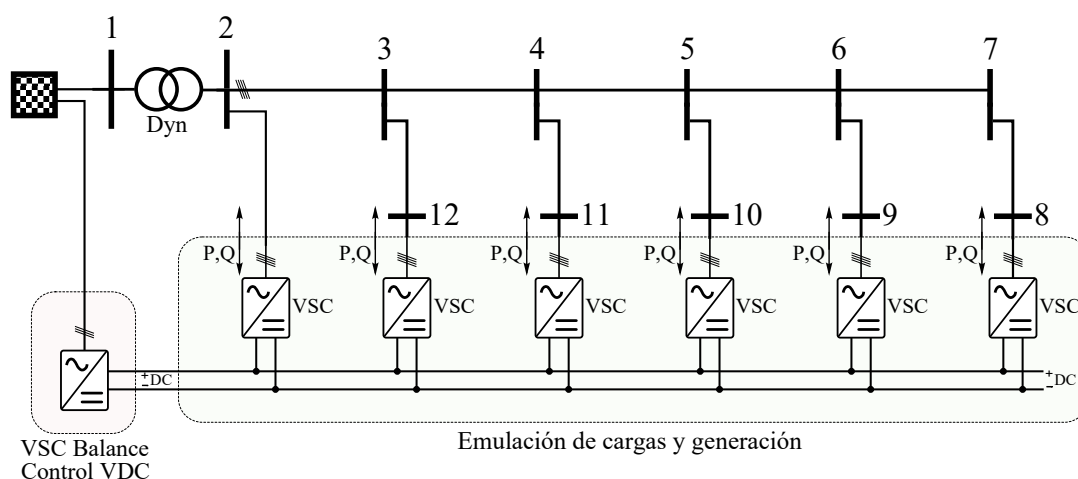


Figura 6.1 Esquema de instalación de los convertidores a cuatro hilos en la red BT a escala.

Estos VSCs se ubican en una serie de armarios bajo la red BT a escala de los laboratorios del DIE, tal y como se vuelve a mostrar en la Figura 6.2.

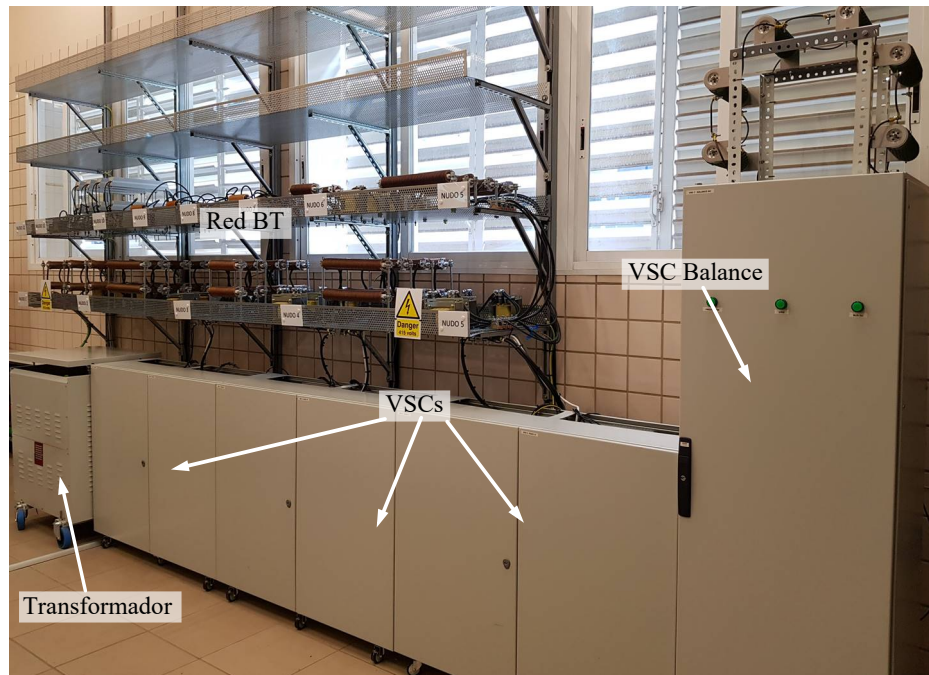


Figura 6.2 Armarios con VSCs para la red BT a escala instalada en los laboratorios del DIE de la US.

6.1.1 VSCs de cuatro columnas

Los convertidores de cuatro columnas son módulos de 30 kVAs y 40 A de intensidad máxima. Estos módulos incluyen los condensadores del bus DC, parejas de IGBTs con diodos en antiparalelo y un driver independiente para cada columna. Los condensadores tienen un valor de $2200\ \mu\text{F}$ y están distribuidos en dos ramas paralelas con dos condensadores en serie cada una. Los IGBTs están montados sobre un disipador de calor con refrigeración forzada por aire. En la Figura 6.3 se muestra este módulo VSC.

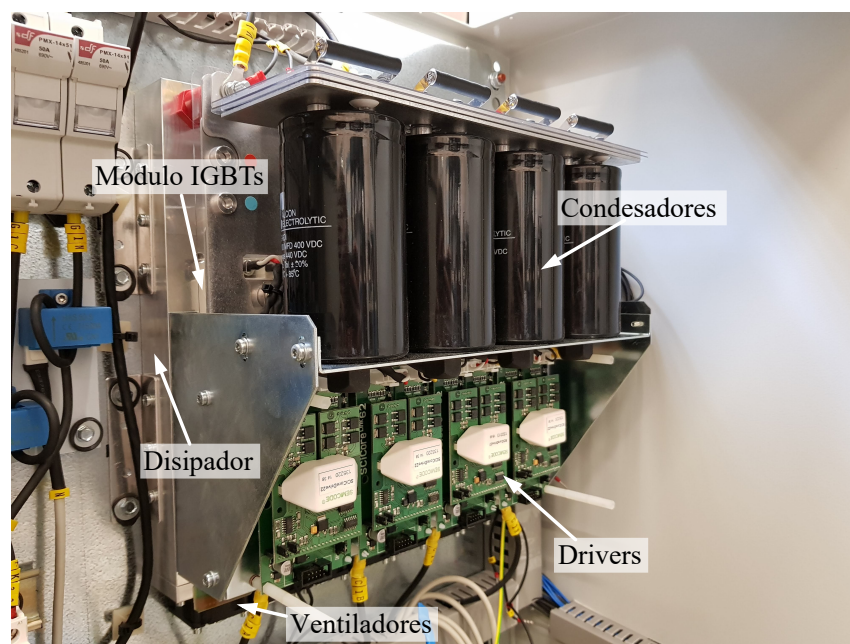


Figura 6.3 VSC de cuatro columnas.

Los VSCs se instalan con un filtro LCL de conexión a red, siguiendo el esquema de la Figura 6.4. Este filtro es el mismo que se ha empleado en los capítulos anteriores de simulación. Los elementos pasivos del sistema toman los siguientes valores:

- Inductancias del filtro (L): 2.5 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.08 Ω
- Condensadores del filtro (C): 1 μF
- Resistencias de damping (R_{damp}): 27 Ω
- Condensadores del bus DC (C_{dc}): 2200 μF

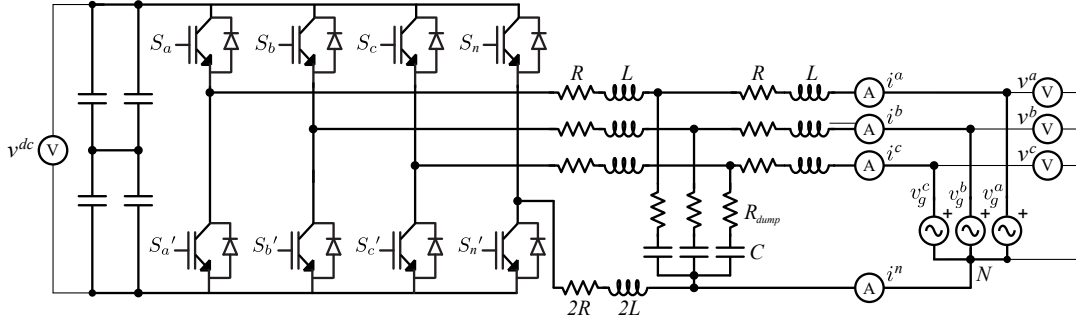


Figura 6.4 VSC de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red.

Los VSCs y el filtro LCL se instalan en armarios como el mostrado en la Figura 6.5. Cada armario cuenta con dos VSCs y sus respectivos filtros dispuestos de forma simétrica.

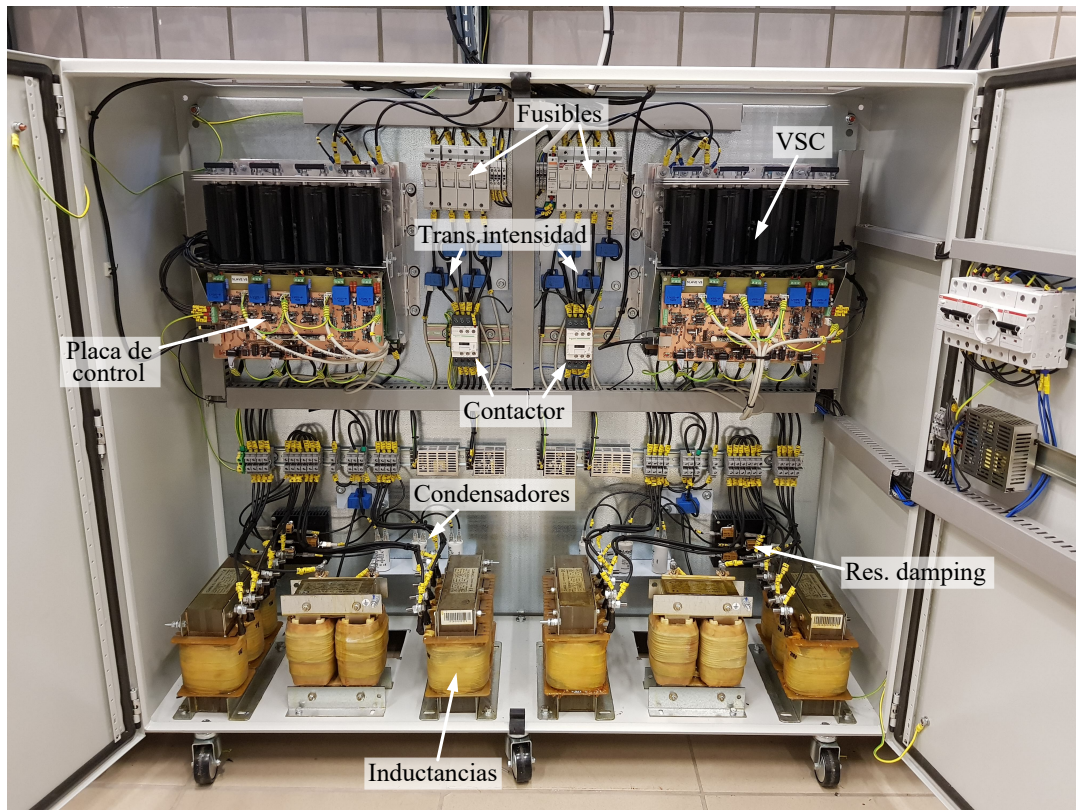


Figura 6.5 Armario con VSC de cuatro columnas y filtro LCL.

Cada VSC cuenta con una placa de circuito impreso (PCB, del inglés *Printed Circuit Board*) para concentrar las medidas y el control del convertidor. Las medidas de intensidad se realizan mediante transductores de intensidad a la salida del filtro LCL. Por otra parte, las medidas de tensión están incluidas en la propia placa de control. La placa desarrollada se detalla en la siguiente Subsección.

Para gestionar la conexión a red del convertidor se disponen contactores de cuatro polos y como dispositivos de protección se instalan fusibles de 50 A CA en la conexión a red.

6.1.2 PCB de control y medidas

Se desarrolla una placa PCB para concentrar las medidas y ejercer el control sobre el VSC. En la Figura 6.6 se muestra un esquema con todas las funcionalidades de la placa. El PCB desarrollado en el laboratorio del DIE se muestra en la Figura 6.7.

Las medidas de tensión se realizan mediante transductores de tensión de efecto Hall incluidos en el propio PCB. Los transductores que se montan se comercializan bajo la denominación *LV-25P*, los cuales presentan alta inmunidad al ruido electromagnético y proporcionan aislamiento galvánico entre el circuito primario y secundario. La medida de tensión a la salida del transductor pasa por una etapa de adaptación de señal para adecuar la tensión al rango en el que operan los conversores analógico-digital (ADC, del inglés *Analog-Digital Converter*) del DSP. Se incluye también una etapa de filtrado de señal para eliminar el ruido presente en la medida. Ambas etapas se diseñan empleando amplificadores operaciones con buen rendimiento en condiciones de elevado ruido electromagnético.

Para la medida de intensidad se emplean transductores de intensidad de efecto Hall instalados en el armario a la salida del filtro LCL. Los transductores instalados son comercializados bajo la denominación *HAS-50S*, indicados en aplicaciones en las que se requiere alta inmunidad contra interferencias electromagnéticas. La señal medida por el sensor es recogida en el PCB y, al igual que con las medidas de tensión, pasa por sendas etapas de adaptación y filtrado.

En el PCB se incluye un slot de 100 pines para alojar un DSP. El DSP gestiona las medidas, las comunicaciones, ejecuta la estrategia de control y genera los pulsos PWM para los drivers de los IGBTs.

Los pulsos PWM generados por el DSP también deben pasar por una etapa de adaptación para regular su tensión al rango de operación de los drivers del convertidor.

Las comunicaciones se rigen por protocolo CAN (del inglés *Controller Area Network*). En la Subsección 6.1.4 se desarrolla este protocolo y el sistema de comunicaciones desarrollado para el proyecto. Físicamente es necesario incluir un conector *RJ45* y un transceptor específico para buses CAN en el PCB.

Finalmente, es importante destacar la presencia de un puerto óptico en la placa. Este puerto se empleará para sincronizar la señal portadora de la modulación PWM de todos los VSCs de la red. El objetivo de esta sincronización es evitar la circulación de corriente homopolar de alta frecuencia entre distintos convertidores, situación que se puede presentar en VSCs que comparten bus DC y que se encuentren conectados a una misma red sin transformador de aislamiento [31].

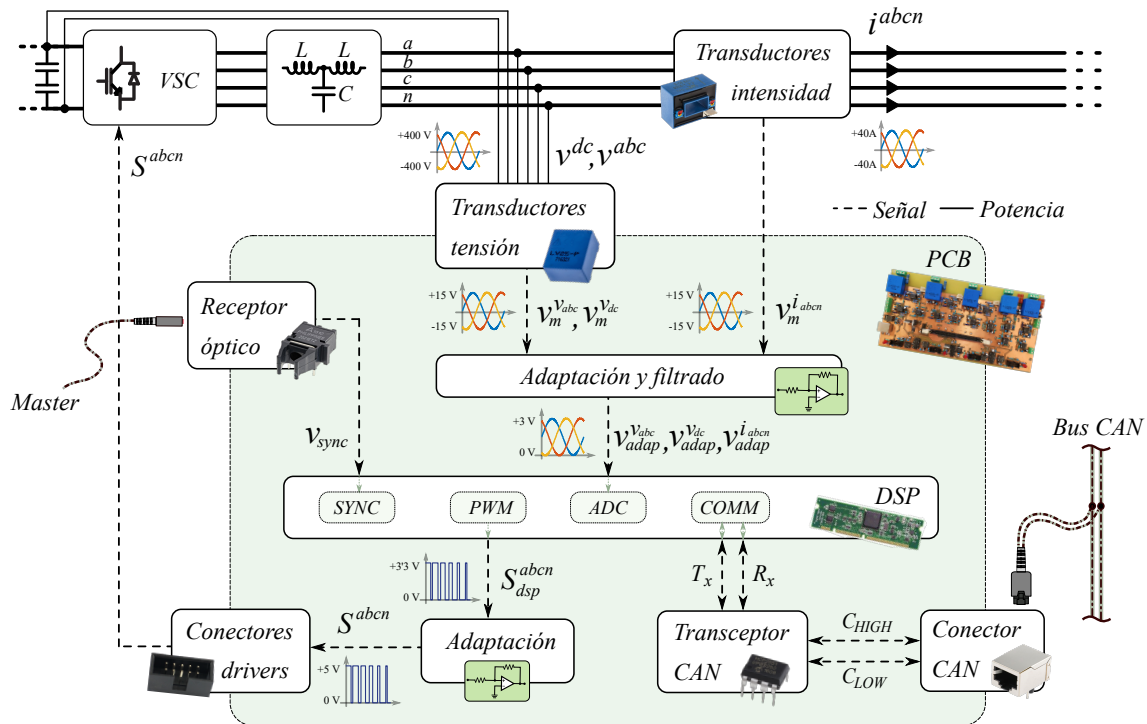


Figura 6.6 Esquema de funciones del PCB desarrollado para el control de un VSC de cuatro columnas.

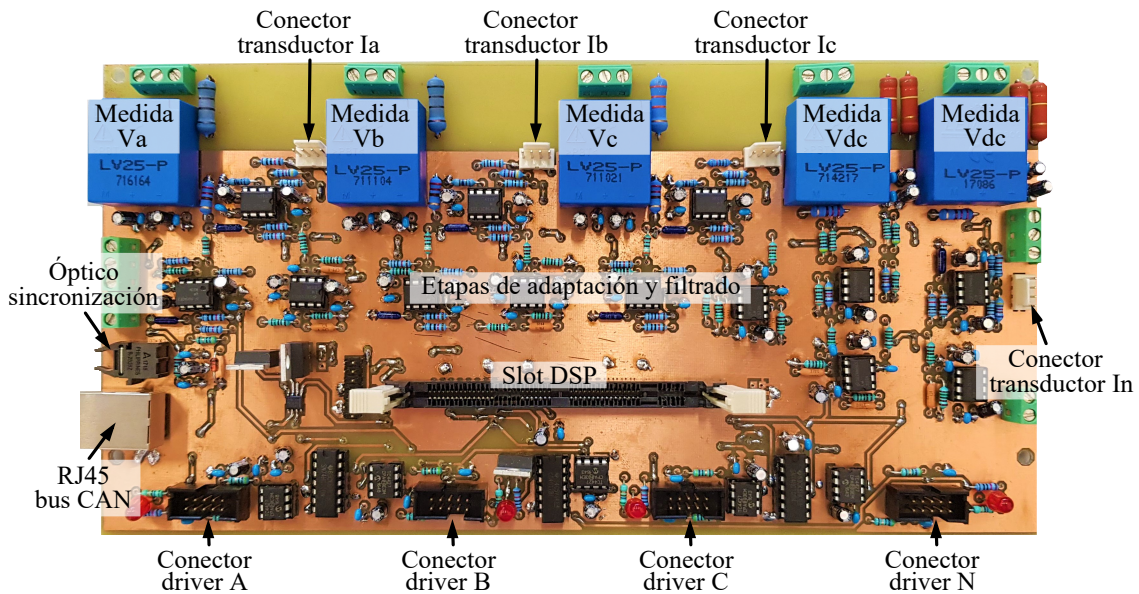


Figura 6.7 PCB desarrollado para el control de un VSC de cuatro columnas.

6.1.3 VSC de balance

Tal y como se ha comentado anteriormente en este documento, aparte de los VSC de cuatro columnas para los que se desarrolla un control en este trabajo, será necesario contar con un VSC adicional para mantener una tensión constante en un bus DC común a todos ellos.

Dado que el único objetivo de este VSC será controlar la tensión DC, no se encuentra ninguna ventaja comparativa en emplear un convertidor de cuatro columnas frente a uno convencional de tres. Por esta misma razón, se decide reutilizar un convertidor a tres hilos disponible en los laboratorios del DIE. Se trata de un módulo de IGBTs comercial de 100 kVA de potencia nominal y 150 A de intensidad máxima por rama.

El VSC se instala junto con un filtro LCL en un armario en los laboratorios del DIE. Dicho armario se muestra en la Figura 6.8. El PCB de control y medidas es similar al empleado para los VSC de cuatro columnas.

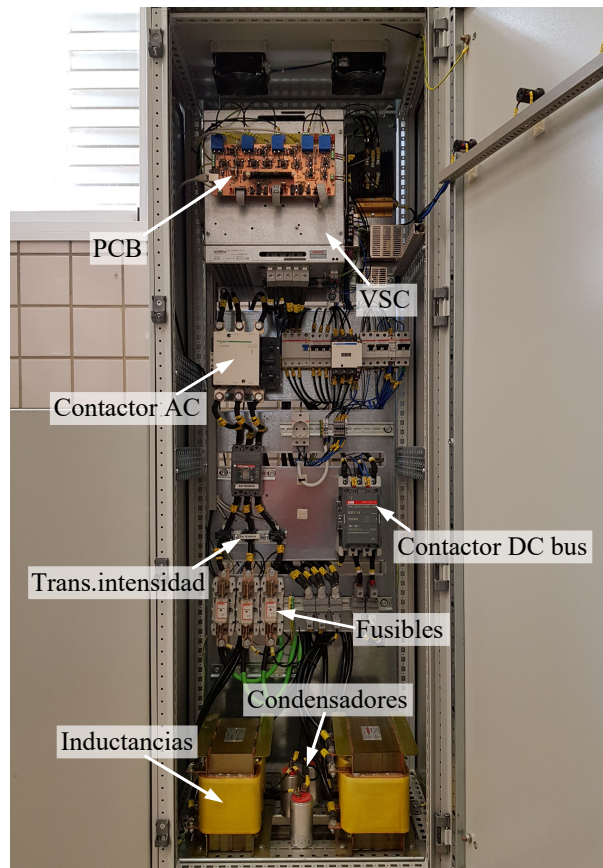


Figura 6.8 Armario con VSC a tres hilos y filtro LCL.

El conjunto VSC y filtro LCL se instalan de acuerdo al esquema mostrado en la Figura 6.9. Dónde las impedancias toman los siguientes valores:

- Inductancias del filtro (L): 0.2 mH
- Resistencia asociada a las inductancias (R): 0.06 Ω
- Condensadores del filtro (C): 30 μF
- Resitencias de damping (R_{damp}): 100 Ω
- Condensadores del bus DC (C_{dc}): 6 μF

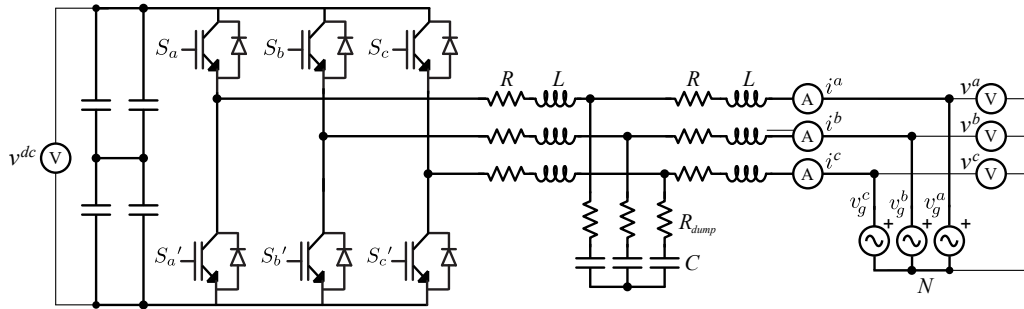


Figura 6.9 VSC a tres hilos con filtro LCL de conexión a red.

6.1.4 Protocolo de comunicaciones bus CAN

La comunicación con los VSCs se realizará mediante protocolo CAN (del inglés *Controller Area Network*). Este protocolo está basado en una topología bus que permite la comunicación de múltiples nodos en un entorno distribuido. La principal ventaja que ofrece la comunicación CAN es su alta robustez ante interferencias electromagnéticas externas. De forma adicional, al ser una red multiplexada, se tiene una importante reducción del cableado necesario para comunicar todos los nodos entre ellos.

Físicamente, en un bus CAN la comunicación se realiza a través de dos conductores. Cada uno de estos porta una señal: *CAN HIGH* y *CAN LOW*. En el bus quedan definidos dos estados, dominante (D), y recesivo (R). El bus se encuentra en estado recesivo cuando ambas señales están al mismo nivel de tensión. El bus se encuentra en estado dominante cuando las señales *CAN HIGH* y *CAN LOW* presentan una diferencia de tensión de 1.5 V o más.

Esta forma de transmitir señales sin referencia fija, sino como diferencia de tensiones, es precisamente la característica que aporta al protocolo CAN una elevada resistencia frente a interferencias externas y ruido electromagnético. En la Figura 6.10 se muestra un ejemplo de una transmisión de datos en un bus CAN.

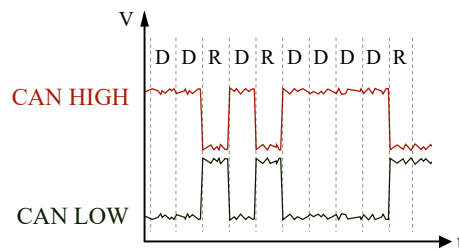


Figura 6.10 Señales en un bus CAN de comunicaciones.

Existen dos estándares para buses CAN: CAN de alta velocidad (hasta 1 Mbit/s) y CAN de baja velocidad (hasta 125 kbit/s). En este proyecto se emplea el estándar CAN de alta velocidad. Este estándar se encuentra regulado por la norma ISO 11898-2. Esta norma especifica, entre otras, una velocidad máxima de 1 Mbit/s para la transmisión de datos así como el valor que deben tomar las resistencias de terminación del bus. Éstas son unas resistencias que se colocan en los extremos inicial y final del bus CAN con el fin de evitar reflexiones de señal en la línea que pudieran generar ruido en las comunicaciones. Para este estándar de alta velocidad se fija un valor de 120 Ω para ambas resistencias.

En cuanto a niveles de tensión, la norma regula que la diferencia de tensión en estado dominante debe situarse entre 1.5 y 3 V. No se especifica, sin embargo, la tensión común que debe tener el bus en estado recesivo. Esto permite la conexión en un mismo bus de nodos que operen en distintos niveles de tensión. Si es necesario que todos los nodos respeten las diferencias de tensión admisibles entre ambas señales *CAN HIGH* y *CAN LOW*.

En lo que se refiere a la estructura de la capa de datos, el CAN es un protocolo de comunicaciones orientado a mensajes. Ello implica que toda la información que vaya a ser transmitida debe ser descompuesta en mensajes de hasta un máximo de 8 bytes. Cada mensaje incluye un identificador de 11 bits único en toda la red. Gracias a este identificador los nodos tienen la capacidad de aceptar sólo ciertos mensajes de todos los intercambiados en el bus. Cabe destacar que el identificador también ejerce una función de arbitraje dentro de la red. Esto es, en caso de que dos nodos traten de verter un mensaje en el bus de forma simultánea, el identificador indicará cual de los dos nodos debe hacerlo primero. Cuanto menor sea el número identificador del mensaje mayor será su prioridad dentro de la red.

Teniendo en cuenta las características de este protocolo de comunicaciones, se decide implementar un bus CAN de comunicaciones para el proyecto. En la Figura 6.11 se muestra un esquema del sistema de comunicaciones desarrollado. En este caso, cada uno de los VSC de la red representaría un nodo del bus CAN. Como nodo principal del bus se emplea un ordenador en tiempo real (*Real Time PC*), el cuál será el encargado de recepcionar la información emitida por los convertidores y de enviar las instrucciones y referencias oportunas a estos. Para este proyecto se emplea la plataforma *Speedgoat Real Time Target Machine* con una tarjeta específica para comunicaciones por protocolo CAN (*IO601*). Esta plataforma está diseñada para funcionar con *Simulink*. Con un ordenador convencional es posible compilar modelos de *Simulink* en *Speedgoat* y establecer una comunicación entre ambos para visualizar variables o modificar parámetros del modelo en tiempo real.

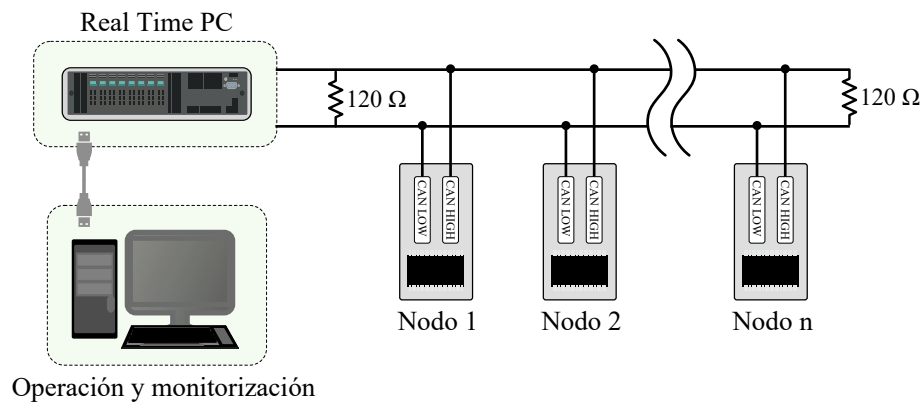


Figura 6.11 Sistema de comunicaciones basado en bus CAN.

Mientras el módulo CAN de *SpeedGoat* está diseñado para funcionar a una tensión de 5 V, los transceptores CAN instalados en los PCB desarrollados operan en una tensión de 3.3 V. Esto, tal y como se apuntó previamente, no supone ningún problema para este protocolo. Sí será importante que todos los nodos compartan la misma configuración para la capa física de datos. Se configuran los siguientes valores:

- *Baud Rate* (BR) = 1 MBaud

BR, o Tasa de Baudios, es una medida usada en telecomunicaciones que indica el número de unidades de señal por segundo. En este caso simboliza el número de bits por segundo.

- *Baud Rate Prescaler* (BRP) = 5

BRP, o Prescalador de Tasa de Baudios, determina la frecuencia de muestreo del transceptor por cada baudio. Cada periodo de muestreo se conoce como *quantum time* (T_q).

- *Time Segment 1* (TSEG1) = 8

TSEG1, o Tiempo del Primer Segmento, indica cuantos T_q dura el periodo de muestreo por cada bit de información.

- *Time Segment 2* (TSEG2) = 6

TSEG2, o Tiempo del Segundo Segmento, indica cuantos T_q deben transcurrir tras el periodo de muestreo para que comience el siguiente bit.

- *Synchronization Jump Width* (SJW) = 2

SJW, o Ancho del Salto de Sincronización, indica el máximo tiempo en T_q que un bit puede ser acortado o alargado en cada ciclo para ajustar las diferencias de sincronización de reloj entre todos los nodos de la red.

Todos estos valores se han escogido de acuerdo a valores típicos y recomendados para una configuración como la descrita [32] [33] .

6.2 VSC en STATCOM con control dq . Control DC.

En esta Sección se validará el funcionamiento del VSC de balance presentado en la Subsección 6.1.3. Dado que el presente trabajo se centra en el control de VSCs a cuatro hilos, el único objetivo que se buscará para este convertidor de balance es mantener una tensión constante en el bus de continua.

En el DSP se carga un control en ejes dq cuyo objetivo será mantener la tensión de los condensadores del bus DC en una referencia determinada. Este control es idéntico al que se empleó para las simulaciones de los capítulos anteriores.

En la Figura 6.12 se muestra la evolución de la tensión del bus de continua cuando se activa el convertidor con la consigna de elevar la tensión a 730 V. Al igual que ya se observó en simulación, en el instante inicial el VSC actúa como puente de diodos y mantiene la tensión en 560 V aproximadamente. Previamente a la conexión a red del convertidor es importante realizar una precarga de los condensadores que eleve la tensión hasta un valor cercano a la tensión de rectificación del puente de diodos, de lo contrario se produciría un choque de tensiones en el bus. Esta precarga se realiza a través de una resistencia instalada en el armario. En la Figura 6.12 también se muestra la intensidad absorbida de la red registrada con un osciloscopio.

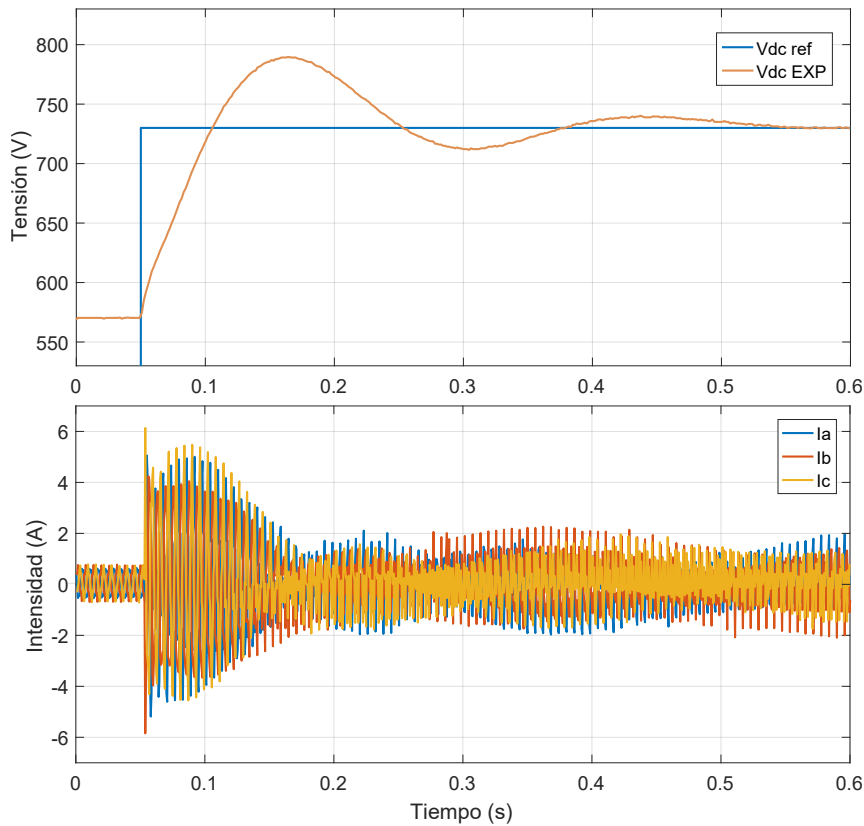


Figura 6.12 Evolución de tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Resultados experimentales.

Los resultados que se obtienen son similares a los obtenidos en las etapas de simulación, tanto en HIL como en *SimPowerSystems*. En la Figura 6.13 se muestra una comparación de la dinámica de la tensión DC obtenida en simulaciones con la registrada experimentalmente en los laboratorios. La destacable similitud de los resultados obtenidos en la simulación HIL con los resultados experimentales confirma la influencia del DSP en la respuesta transitoria del sistema. Esto demuestra la validez de la simulación HIL para comprobar el funcionamiento de estrategias de control una vez que éstas han sido implementadas en microcontroladores reales.

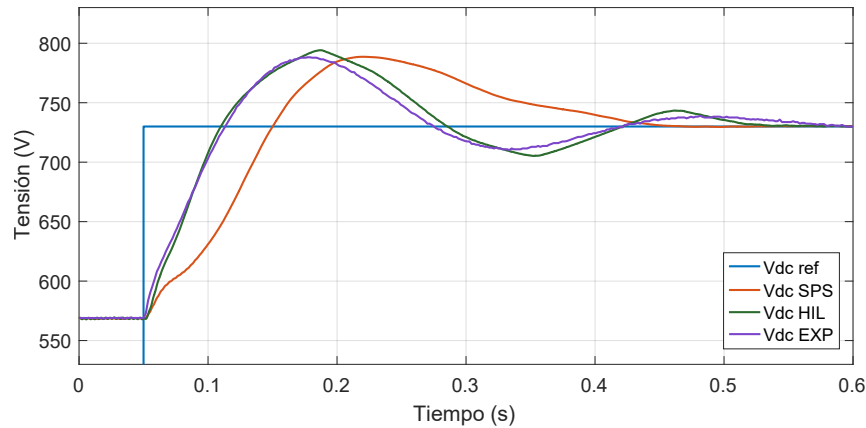


Figura 6.13 Evolución de tensión en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Comparativa simulación y resultados experimentales.

6.3 VSC trifásico a tres hilos con control PR

Para esta sección se empleará el convertidor de cuatro columnas con filtro LCL presentado en la Subsección 6.1.1. Para comenzar, se realizarán ensayos con el convertidor en una configuración más estándar a tres hilos. Una vez este validado su correcto funcionamiento, en el siguiente capítulo se realizarán ensayos a cuatro hilos con corrientes equilibradas y desequilibradas.

Para obtener una configuración a tres hilos bastará con aislar del sistema la cuarta columna del convertidor. El VSC de balance que ya ha sido validado en la Sección 6.2 será el encargado de proporcionar una tensión continua de 730 V al convertidor en ensayo. Ambos VSCs se conectan, por tanto, en configuración *Back-to-Back*. En el DSP se compila el control PR desarrollado para este trabajo que ya ha sido empleado en los capítulos anteriores de simulación.

En primer lugar, se estudia el funcionamiento del convertidor en régimen permanente. En la Figura 6.14 se muestran las tensiones de red y la intensidad inyectada por el convertidor cuando se fija una referencia para la amplitud de 30 A. En este caso, dado que se está proporcionando una referencia nula para el ángulo de desfase, las ondas de tensión e intensidad deberían estar completamente alineadas en el tiempo. Para comprobar que este desfase nulo se cumple, en la Figura 6.15 se muestran superpuestas las ondas de tensión e intensidad del convertidor.

Llama la atención la alta contaminación armónica presente en la tensión de red de los laboratorios. En la Figura 6.16 se muestra un análisis FFT (del inglés *Fast Fourier Transform*, Transformada Rápida de Fourier) de la tensión de red. La distorsión armónica total (THD, del inglés *Total Harmonic Distorsion*) de la tensión es del 2.13 %. Este THD se debe a la importante presencia de armónicos de orden bajo, principalmente 3º, 5º y 7º. De igual forma, en la Figura 6.17 se muestra el análisis FFT de la intensidad generada por el VSC. La intensidad presenta un THD del 2.87 %. Se observa un peso importante del armónico número 200, el cual se corresponde con la frecuencia de conmutación del convertidor (10 kHz). En cuanto a los armónicos de orden

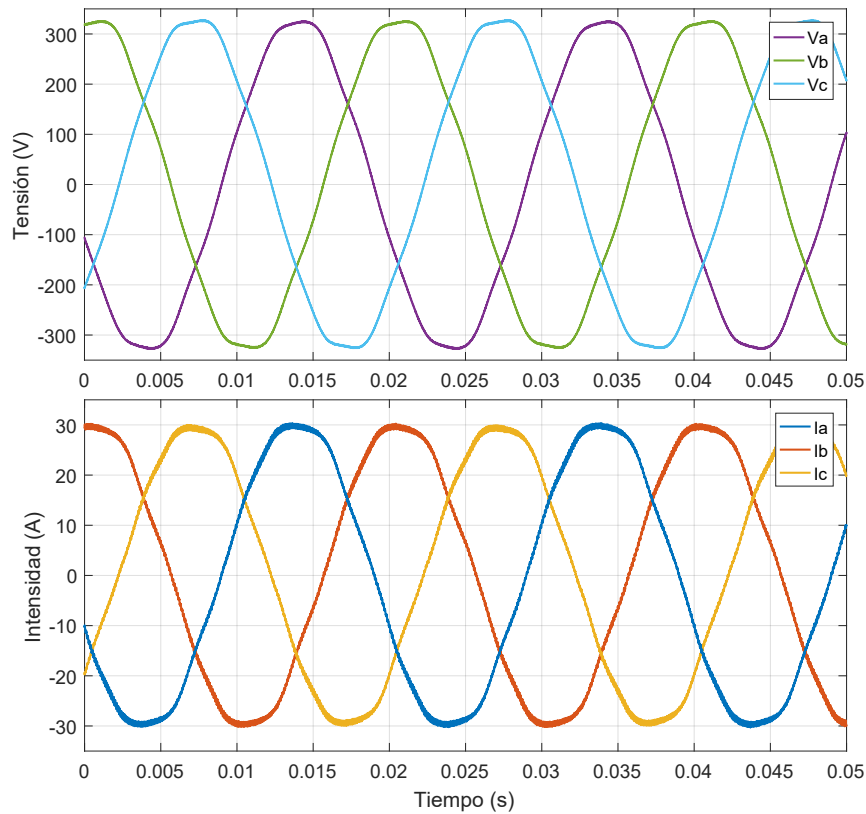


Figura 6.14 Tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales.

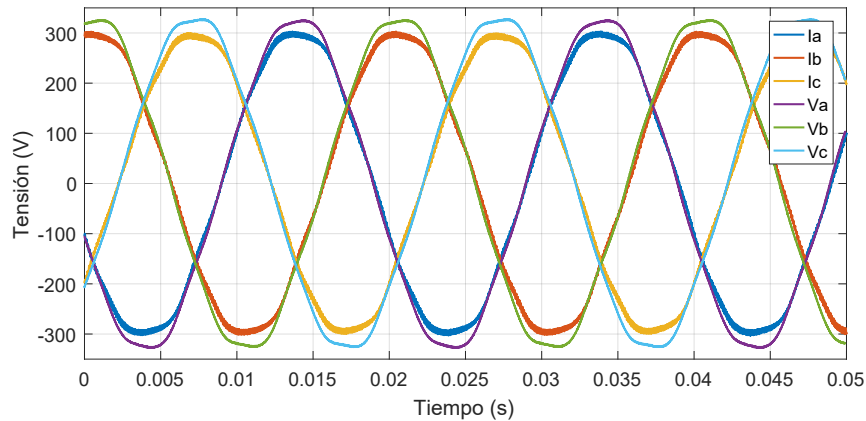


Figura 6.15 Tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales.

bajo se registran los mismos armónicos que los presentes en la red (3^º, 5^º y 7^º). Aunque éstos son de menor magnitud que en la tensión de red, sería posible reducirlos con controladores resonantes adicionales para cada armónico que se desea eliminar. Queda como línea de trabajo futuro a partir del presente TFM.

Seguidamente se realizan ensayos para cambios en la referencia de intensidad del convertidor. En la Figura 6.18 se muestra la evolución transitoria de la intensidad cuando se proporciona un escalón de 20 A en la amplitud de referencia. El desfase de referencia se mantiene nulo.

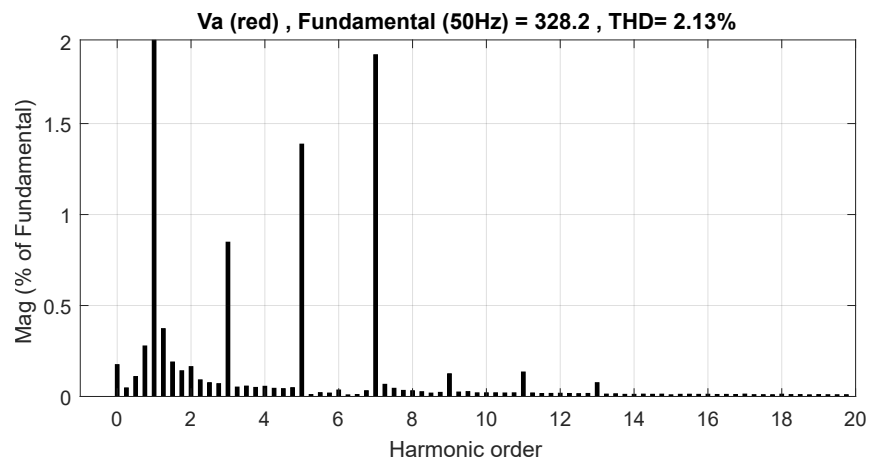


Figura 6.16 Análisis FFT de la tensión de red en los laboratorios del DIE. Fase a .

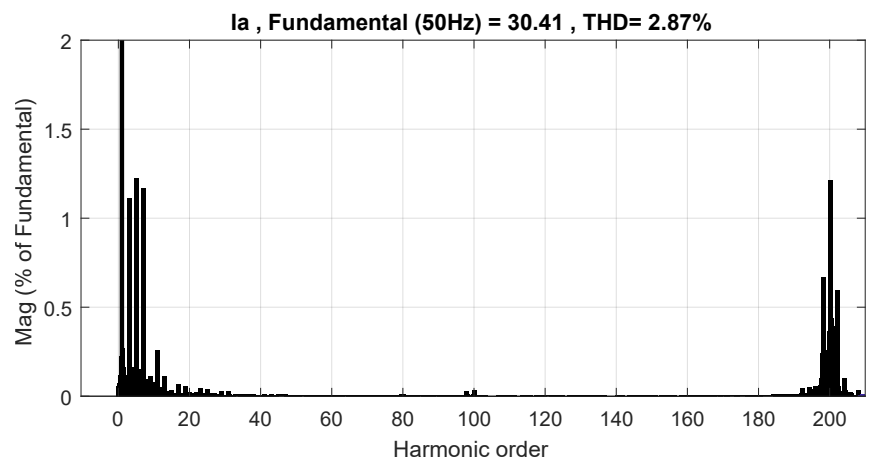


Figura 6.17 Análisis FFT de la intensidad generada por el VSC con control PR. Fase a .

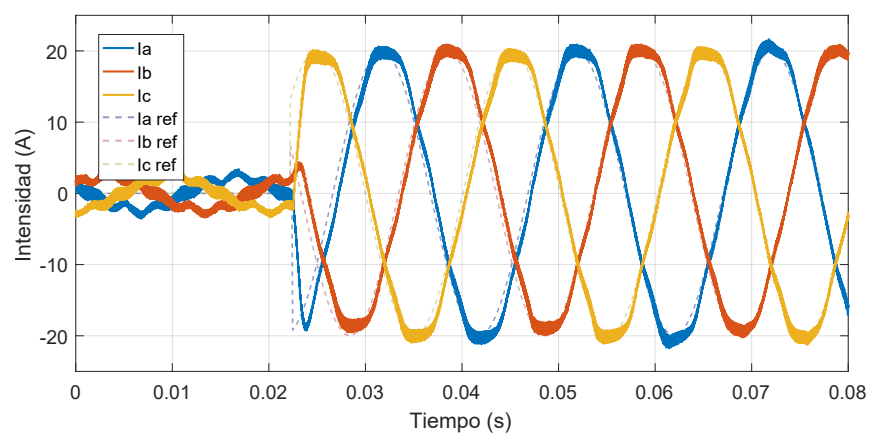


Figura 6.18 Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Resultados experimentales.

En la Figura 6.19 se muestra la evolución transitoria de la intensidad cuando se proporciona un escalón de 30° en el desfase de referencia para las tres fases a , b y c . Nótese que a la par del cambio en el desfase también se produce un pequeño cambio en la amplitud de la intensidad. Este cambio obedece a un escalón en la amplitud de referencia que se introduce simultáneamente de forma deliberada. Este pequeño cambio en la amplitud se introduce para tener un criterio que haga disparar el *trigger* del osciloscopio en el momento que se quiere reflejar. Para ilustrar mejor el cambio de ángulo, en la Figura 6.20 se superponen tensiones e intensidades del convertidor en el momento del escalón. Dado que la evolución es equivalente en las tres fases, para una mayor claridad se representa exclusivamente tensión e intensidad de la fase a del convertidor.

El cambio en el ángulo también se puede apreciar representando la potencia intercambiada por el VSC. En la Figura 6.21 se muestran las potencias activa y reactiva del VSC. En el momento inicial, con referencia de desfase nula, se comprueba que el convertidor no intercambia potencia reactiva con la red. El escalón en el ángulo de referencia provoca un cambio tanto de la potencia activa como reactiva. Esto es algo esperable pues, cabe recordar, en este trabajo no se persigue desarrollar un control independiente para P y Q , sino un control para amplitud y fase de corrientes en ejes abc .

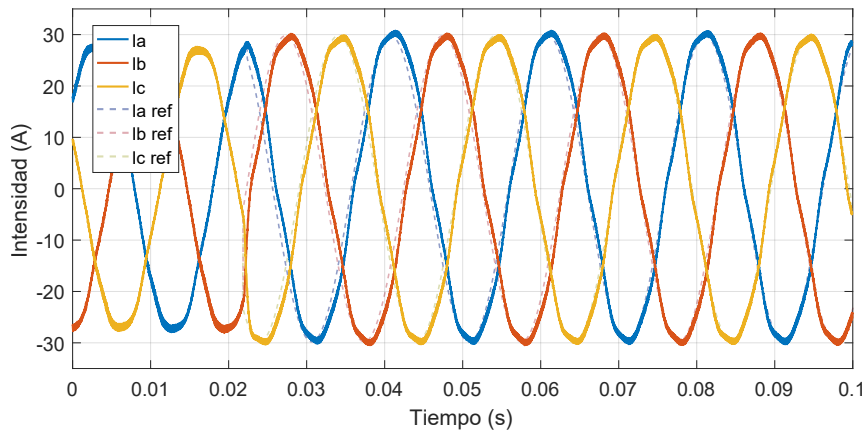


Figura 6.19 Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Resultados experimentales.

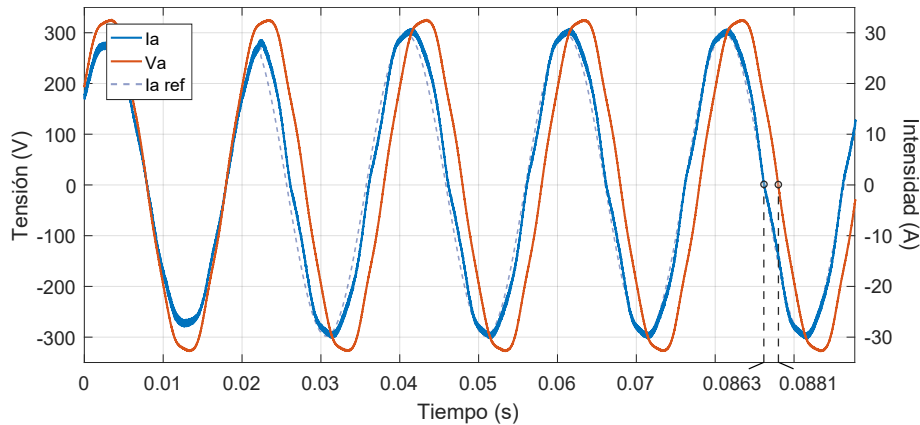


Figura 6.20 Tensión e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Fase a . Resultados experimentales.

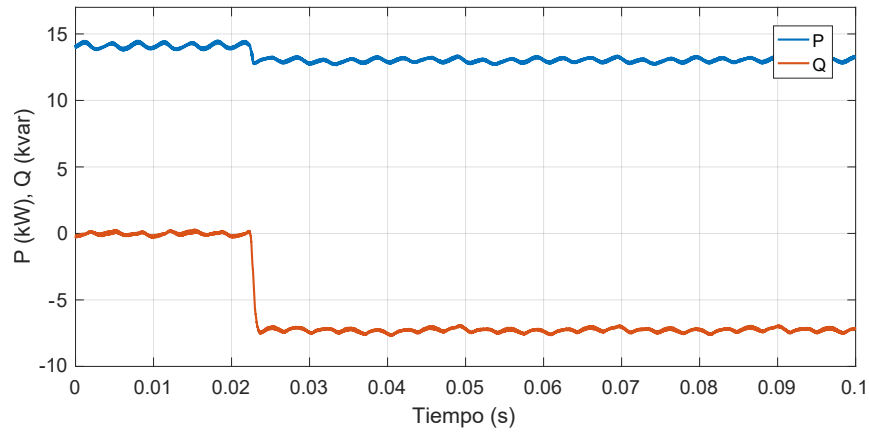


Figura 6.21 Evolución de las potencias activa y reactiva de un VSC a tres hilos con control PR. Resultados experimentales.

Con estos ensayos queda validado el control de los VSCs en condiciones de operación equilibradas. En comparación con los resultados obtenidos en las etapas previas de simulación no se observa ninguna diferencia importante a tener en cuenta. En la Tabla 6.1 se muestra una tabla en la que se comparan los valores de THD y los tiempos transcurridos para que la corriente alcance el 95 % de la referencia. Para la realización de la Tabla 6.1 se han medido los tiempos del control para un escalón trifásico equilibrado de 0 a 20 A. Los valores de THD se han medido para una onda de 30 A de pico en régimen permanente. En cuanto al THD obtenido se observa que la mayor distorsión armónica se produce en la implementación experimental, estando originada ésta tanto por la contaminación de la red de los laboratorios como por la cantidad de elementos hardware implicados en el proceso (Elementos de medición, impedancias, DSP, IGBTs, etc.). La simulación en *Simulink*, con fuentes ideales de tensión, presenta el THD más bajo de la comparativa. La simulación HIL, por su parte, en la que aún simulando con fuentes ideales se tienen señales analógicas reales y control en tiempo real ejecutado por el DSP arroja unos valores intermedios. En cuanto a la respuesta dinámica del control, se comprueba que los tiempos obtenidos en resultados experimentales y simulación HIL son similares y algo mayores que en la simulación en *Simulink*. Esto pone de manifiesto nuevamente la influencia del DSP en la respuesta transitoria del sistema.

Tabla 6.1 Comparativa de corrientes obtenidas en resultados experimentales, simulación HIL y simulación en *Simulink* para un VSC a tres hilos con control PR.

VSC a 3 hilos equilibrado	THD corriente (%)			Tiempo 95 % ref. (ms)		
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>
Resultados experimentales	2.87	3.03	2.86	80.81	88.29	70.81
Simulación HIL	1.60	1.37	1.45	73.22	81.18	88.44
Simulación <i>Simulink</i>	0.82	0.82	0.82	51.14	60.38	53.24

6.4 VSC trifásico a cuatro hilos con control PR

En esta sección se realizan por primera vez ensayos a cuatro hilos con un VSC de cuatro columnas. Al igual que en la sección anterior se empleará el convertidor de cuatro columnas con filtro LCL presentado en la Subsección 6.1.1. En este caso sí se controlarán las cuatro columnas del convertidor. Nuevamente el VSC de balance presentado en la Subsección 6.1.3 será el encargado de mantener una tensión constante en el bus común de tensión continua. La conexión de los VSCs será, por tanto, en configuración *Back-to-Back*. En el DSP se compila el control PR discretizado desarrollado para este trabajo, idéntico al empleado en la sección anterior.

6.4.1 Condiciones equilibradas

Un primer objetivo será comprobar el funcionamiento del convertidor a cuatro hilos en condiciones equilibradas. En ensayos equilibrados se debería observar un comportamiento similar al obtenido para el mismo VSC operando a tres hilos. En la Figura 6.22 se muestran tensiones e intensidades en régimen permanente para una referencia de 30 A de amplitud y ángulo de desfase nulo. Se comprueba que el convertidor realiza un seguimiento correcto de ambas referencias de amplitud y desfase. Al tener condiciones equilibradas la intensidad por el hilo de neutro debe ser prácticamente nula.

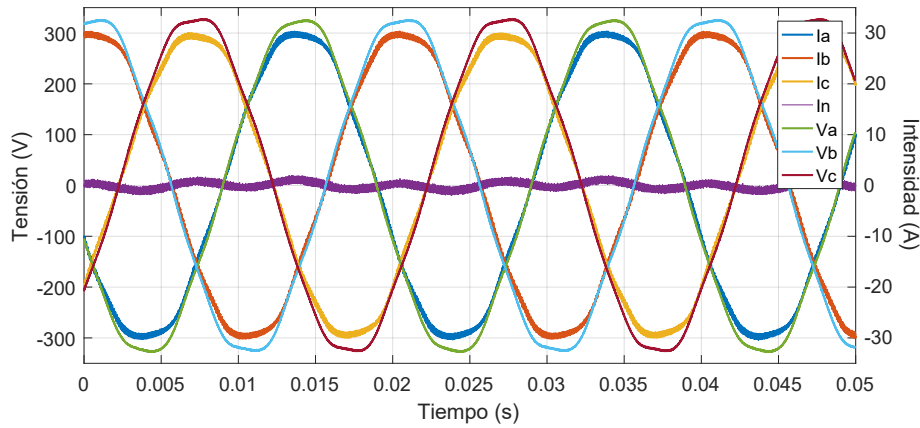


Figura 6.22 Tensiones e intensidades en un VSC a cuatro hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales.

Se pretende verificar también el comportamiento dinámico del convertidor operando a cuatro hilos en condiciones equilibradas. Para ello, se realizan dos ensayos equivalentes a los realizados a tres hilos en la sección anterior. En la Figura 6.23 se muestra la evolución de la intensidad cuando se introduce un escalón equilibrado de 20 A en la amplitud de referencia manteniendo un ángulo de desfase nulo. En la Figura 6.24 se muestra la evolución de la intensidad cuando se introduce un escalón equilibrado de 20° en el desfase de referencia. En este último ensayo, al igual que se hizo anteriormente, se introduce también un pequeño escalon de 28 a 30 A en la amplitud para poder capturar el cambio con el *trigger* del osciloscopio.

En los tres ensayos con corrientes equilibradas no se observa ninguna diferencia apreciable con respecto a los ensayos equivalentes a tres hilos. La corriente por el hilo de neutro es aproximadamente nula en todos estos casos en condiciones equilibradas. Al igual que en la sección anterior, en la Tabla 6.2 se muestra una comparativa de cada una de las etapas del trabajo para VSCs a cuatro hilos operando de forma equilibrada. Los resultados obtenidos son similares a los obtenidos en la anterior Tabla 6.1 y las conclusiones que se dedujeron son igualmente válidas para esta. No se aprecia que la presencia del cuarto hilo tenga influencia alguna en los parámetros analizados con respecto a los ensayos a tres hilos.

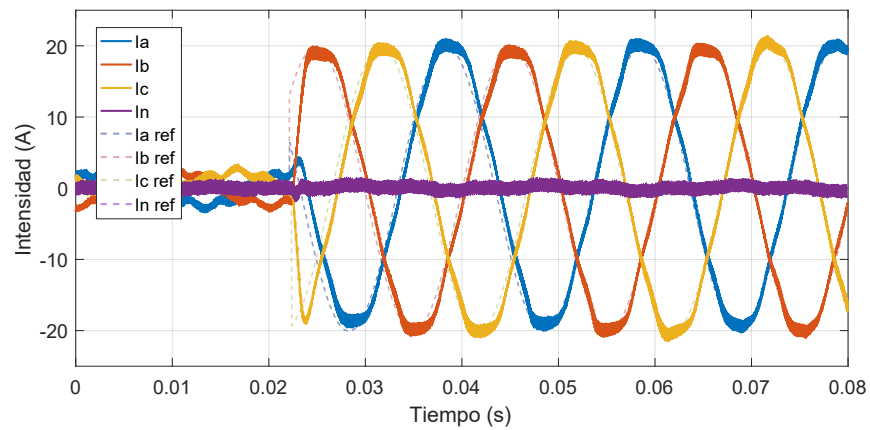


Figura 6.23 Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Resultados experimentales.

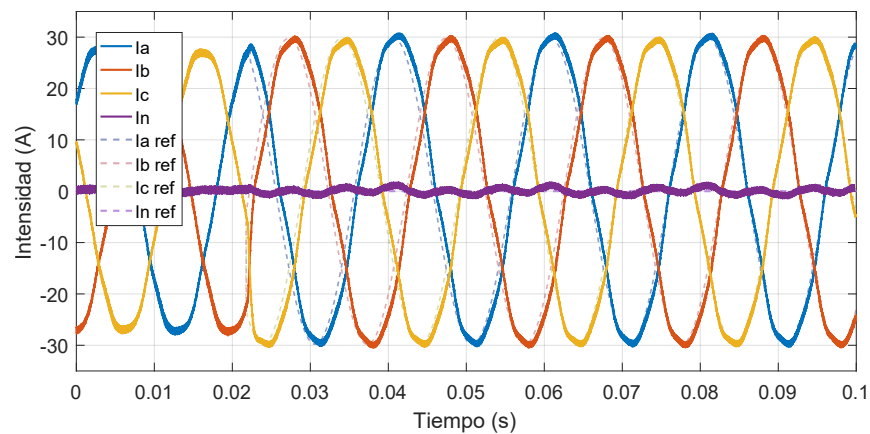


Figura 6.24 Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Resultados experimentales.

Tabla 6.2 Comparativa de corrientes obtenidas en resultados experimentales, simulación HIL y simulación en *Simulink* para un VSC a cuatro hilos con control PR. Condiciones equilibradas.

VSC a 4 hilos equilibrado	THD corriente (%)			Tiempo 95 % ref. (ms)		
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>
Resultados experimentales	2.79	2.97	3.04	89.42	82.62	71.19
Simulación HIL	1.56	1.36	1.43	84.76	75.58	91.35
Simulación <i>Simulink</i>	0.83	0.83	0.83	61.32	53.45	57.12

6.4.2 Condiciones desequilibradas

Una vez que ha sido verificado el comportamiento del VSC a cuatro hilos en condiciones equilibradas, en esta Subsección se realizan los primeros ensayos en el laboratorio en condiciones desequilibradas.

En un primer ensayo se desequilibrará una fase del convertidor en amplitud. Partiendo de una situación en la que las tres fases se encuentran equilibradas a 20 A, se introduce un escalón en la fase b de forma que la referencia de amplitud de i_b pasa a ser de 30 A. En la Figura 6.25 se muestra la evolución de la intensidad para este ensayo. Se observa un correcto seguimiento de las referencias para las tres fases a , b y c . El neutro calcula automáticamente su referencia de forma que la suma total de corrientes por los cuatro hilos del sistema sea nula.

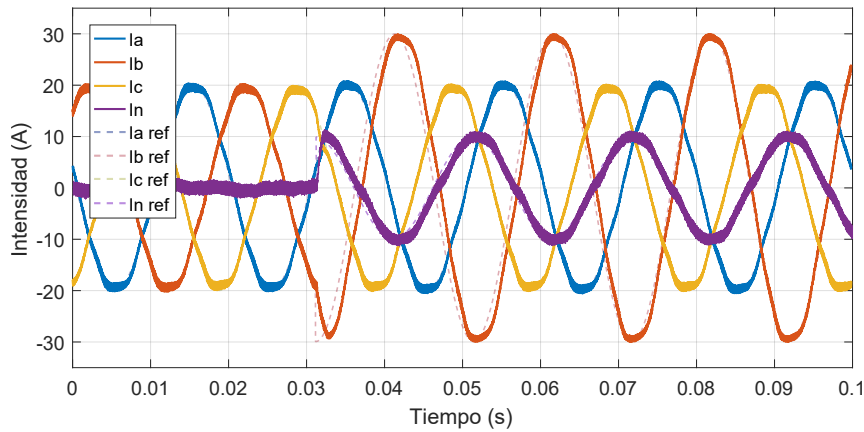


Figura 6.25 Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón desequilibrado en la amplitud de referencia. Resultados experimentales.

Para un segundo ensayo se pretende comprobar el comportamiento del convertidor ante una referencia desequilibrada en ángulos de desfase. Partiendo de un desfase nulo en todas las fases, se introduce un escalón de 60° en la fase a . En la Figura 6.26 se muestra la evolución de la intensidad para este ensayo. En la Figura se puede comprobar el cambio en el ángulo de la fase b y la corriente de neutro que comienza a generar el VSC para compensar el desequilibrio. Al igual que en ensayos anteriores, también se introduce un mínimo cambio en la amplitud para hacer disparar el *trigger* del osciloscopio.

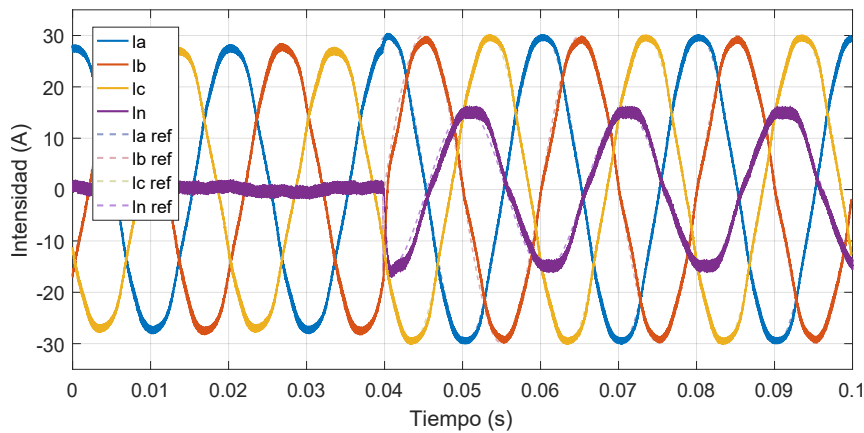


Figura 6.26 Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón desequilibrado en el ángulo de referencia. Resultados experimentales.

De cara a ilustrar mejor el seguimiento de los ángulos de referencia cuando se opera en condiciones desequilibradas, en la Figura 6.27 se muestra la intensidad generada por el VSC para un desequilibrio entre fases. Se proporciona una referencia de 30, 30 y 20 A para la amplitud de las fases *a*, *b* y *c* respectivamente y un ángulo de desfase nulo para todas ellas. En la figura se puede comprobar un adecuado seguimiento tanto de las amplitudes como de los ángulos de desfase con la tensión.

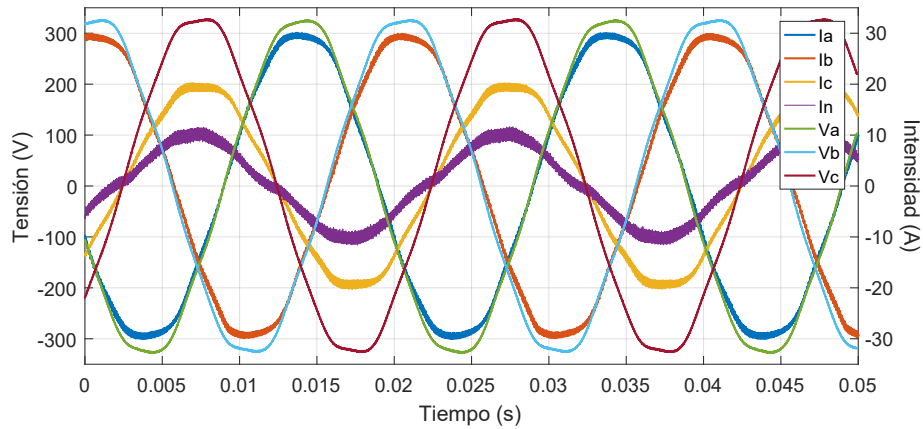


Figura 6.27 Tensiones e intensidades desequilibradas en un VSC a cuatro hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales.

Se plantea estudiar la respuesta transitoria del sistema en el supuesto de arrancar el convertidor directamente en condiciones desequilibradas. Para ello, se realiza un ensayo en el que las referencias iniciales de amplitud serán de 20 A para las fases *a* y *c* y de 10 A para la fase *b*. En la Figura 6.28 se muestran los resultados.

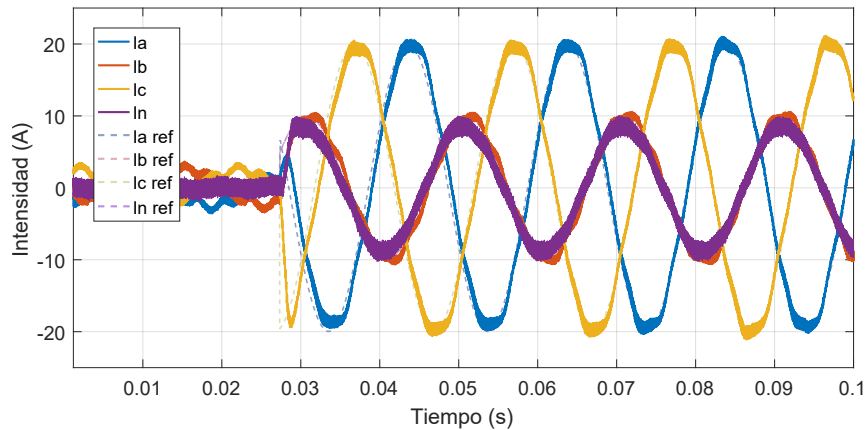


Figura 6.28 Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón desequilibrado en la amplitud de referencia. Resultados experimentales.

Finalmente, en la Tabla 6.3 se realiza una última comparativa de los resultados obtenidos para un VSC a cuatro hilos operando de forma desequilibrada. Las mediciones de THD se han tomado para intensidades en régimen permanente con referencias de 30, 30 y 20 A para las fases *a*, *b* y *c* respectivamente. Los tiempos de respuesta del control se han medido para un escalón de 0-20, 0-20 y 0-10 A para las fases *a*, *b* y *c*. La distorsión armónica para las fases *a* y *b* es similar a la registrada en las anteriores tablas para condiciones equilibradas a tres y cuatro hilos. El THD de las fases *c* y *n* es, sin embargo, algo más elevado que en las otras dos fases. Esto es algo esperable ya que la distorsión armónica, aun pudiendo ser igual, supone un mayor porcentaje de la magnitud fundamental de las fases *c* y *n* (20 y 10 A respectivamente). En cuanto a la

respuesta dinámica del control, no se aprecian diferencias a destacar en los tiempos medidos con respecto a las anteriores comparativas.

Tabla 6.3 Comparativa de corrientes obtenidas en resultados experimentales, simulación HIL y simulación en *Simulink* para un VSC a cuatro hilos con control PR. Condiciones desequilibradas.

VSC a 4 hilos desequilibrado	THD corriente (%)				Tiempo 95 % ref. (ms)			
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>n</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>n</i>
Resultados experimentales	2.94	2.77	3.39	8.47	72.58	81.94	100.4	92.84
Simulación HIL	1.41	1.39	2.27	4.52	79.85	86.65	94.32	100.2
Simulación <i>Simulink</i>	0.86	0.82	1.24	2.55	58.24	50.29	64.65	61.41

7 Conclusiones y trabajo futuro

En este documento se ha presentado el proceso de estudio, simulación e implementación hardware de un control desequilibrado para un VSC trifásico de cuatro columnas conectado a red.

Se ha realizado una revisión del estado del arte de VSCs trifásicos en sus diversas topologías. También se han planteado las bases de las estrategias de control más típicas tanto en ejes dq como $\alpha\beta$.

Como tema principal de este trabajo, se han presentado los controladores PR y se han estudiado las ventajas que ofrece con respecto a otras estrategias para el control de corrientes. Se ha constatado su capacidad para realizar el seguimiento de sinusoides de referencia de forma independiente por cada una de las fases de un VSC. Esto permite el empleo de convertidores con esta estrategia de control para la inyección de corrientes desequilibradas en una red, pudiendo modificar independientemente la amplitud y el ángulo de cada una de ellas.

En estas condiciones de operación se ha mostrado la necesidad de contar con un VSC con cuatro hilos de conexión para las tres fases y neutro del sistema. En este documento se ha realizado una revisión de las topologías actuales de VSCs a cuatro hilos. Se han estudiado los beneficios de VSCs a cuatro hilos de cuatro columnas, topología que se decide adoptar para el VSC que se desarrolla en este trabajo.

Se han presentado una serie de simulaciones software con VSCs a tres y cuatro hilos. Por una parte, los resultados obtenidos en las simulaciones a tres hilos han sido útiles para mostrar la validez de las herramientas de simulación empleadas. Por otra parte, las simulaciones a cuatro hilos han servido tanto para comprobar el buen rendimiento de las estrategias de control resonantes con corrientes desequilibradas, como para validar la topología y configuración de conexión de los VSCs de cuatro columnas.

Se ha introducido la técnica de simulación Hardware-in-the-Loop y se ha adaptado para la simulación de VSCs conectados a red. Esta técnica ha demostrado ser una aproximación fiable a los resultados que posteriormente se han obtenido experimentalmente en el laboratorio.

La estrategia de control desarrollada y las topologías presentadas en el trabajo se han implementado satisfactoriamente en los laboratorios del DIE. Se ha logrado el objetivo fundamental del trabajo, un control desequilibrado de corrientes para VSCs trifásicos de cuatro columnas. Los resultados experimentales han puesto de manifiesto el buen rendimiento de la estrategia de control PR y su capacidad para seguir correctamente referencias tanto equilibradas como desequilibradas. Los resultados obtenidos han sido los esperables, poniendo de manifiesto la similitud entre los ensayos experimentales y las simulaciones previas.

Otro de los objetivos del documento era el de servir de metodología de trabajo para nuevas implementaciones en el laboratorio. Esta metodología consistente en el estudio del estado del arte, la realización de simulaciones software, simulaciones HIL e implementación experimental ha demostrado ser fiel a los principios base en torno a los que desarrolló y ha sido la guía que ha marcado los capítulos del presente TFM.

Por otra parte, a partir de este trabajo se plantean una serie de líneas de trabajo futuro en este campo. Desde el punto de vista de topologías de convertidores a cuatro hilos, en este trabajo se ha trabajado exclusivamente con convertidores de cuatro columnas. Resultaría interesante realizar ensayos con otras topologías (p.ej. *Split-DCLink*) para analizar más ampliamente las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas.

La estrategia de control desarrollada también permite una serie de modificaciones. Por el marco en el que se sitúa este trabajo, la estrategia de control implementada se basa en el seguimiento de corrientes con unas referencias que son ondas perfectamente sinusoidales. Para su integración en redes reales con contaminación armónica sería interesante desarrollar un control cuyo objetivo fuera el seguimiento de P y Q específicas para cada fase. Con esto, las corrientes de referencia ya no tendrían por qué ser sinusoides perfectas. Por otro lado, sería posible la introducción de controladores resonantes adicionales en la estrategia de control para mitigar distintos armónicos que se pudieran presentar en la intensidad generada por el VSC.

Finalmente, se podría plantear una industrialización de las placas PCB desarrolladas para el control, las cuales para este proyecto han sido elaboradas manualmente en el DIE. Estas podrían quedar incluso integradas dentro de los propios módulos VSC, siendo así más adecuados para su comercialización.

Índice de Figuras

1.1	Red europea de BT propuesta por CIGRE [1]	2
1.2	Red BT a escala simplificada	3
1.3	Red BT a escala implementada en los laboratorios del DIE de la US	4
1.4	VSC de dos niveles a cuatro columnas	5
1.5	Emulación de cargas y generación en red BT a escala	5
1.6	Armarios con VSCs para la red BT a escala instalada en los laboratorios del DIE de la US	6
1.7	Metodología de trabajo en el laboratorio	7
2.1	Convertidor en fuente de tensión de dos niveles a tres hilos	9
2.2	Técnica de modulación PWM para un VSC	10
2.3	Modulación básica de tensiones para un VSC	15
2.4	Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas dq para un VSC	18
2.5	Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta$ para un VSC	18
2.6	VSC a cuatro hilos con topología <i>Split DC-link</i>	19
2.7	VSC a cuatro hilos con topología cuatro columnas	20
2.8	VSC a cuatro hilos con topología mixta cuatro columnas y <i>Split DC-link</i>	20
2.9	Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas dqz para un VSC a cuatro hilos	21
2.10	Diagrama de bloques del control de corrientes en coordenadas $\alpha\beta z$ para un VSC a cuatro hilos	21
3.1	Diagrama de bloques de un controlador PR	24
3.2	Diagrama de bode de un controlador resonante para $\omega_0 = 10$ rad/s	24
3.3	Respuesta de un controlador PR a distintas frecuencias	25
3.4	VSC a cuatro columnas	25
3.5	Diagrama de bloques del control de corrientes en ejes abc para un VSC de cuatro columnas	28
3.6	Diagrama de bloques para la generación de intensidades de referencia en un control PR	28
3.7	Diagrama de bloques de un controlador PR basado en dos integradores simples	31
3.8	Diagrama de bloques del control de corrientes resonante discretizado en ejes abc para un VSC de cuatro columnas	32
4.1	VSC trifásico a tres hilos con filtro LCL de conexión a red	33
4.2	Evolución de tensión e intensidades en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Simulación en <i>Simulink</i>	35
4.3	Evolución de la tensión DC en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Simulación en <i>Simulink</i>	35
4.4	Evolución de intensidades en ejes dq y abc en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Simulación en <i>Simulink</i>	36
4.5	Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Simulación en <i>Simulink</i>	37
4.6	Tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR en régimen permanente. Simulación en <i>Simulink</i>	37

4.7	Tensión e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Fase α . Simulación en <i>Simulink</i>	37
4.8	Dos VSCs trifásicos a tres hilos con filtro LCL en configuración Back-to-Back	38
4.9	Evolución de la intensidad en un VSC con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	39
4.10	Tensión del bus de continua e intensidades del VSC con control dq en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	40
4.11	Evolución de las potencias activa y reactiva de dos VSCs a tres hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	40
4.12	Evolución de la intensidad en un VSC con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	41
4.13	Evolución de la tensión DC de dos VSCs en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	41
4.14	VSC trifásico de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red	42
4.15	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones equilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	42
4.16	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	43
4.17	Evolución de tensión e intensidades en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	44
4.18	Dos VSCs trifásicos a tres y cuatro hilos con filtro LCL en configuración Back-to-Back	45
4.19	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	45
4.20	Evolución de las potencias activa y reactiva de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	46
4.21	Evolución de la tensión DC de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones equilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	46
4.22	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	47
4.23	Evolución de la tensión DC de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	47
4.24	Evolución de las potencias activa y reactiva de dos VSCs a tres y cuatro hilos en configuración Back-to-Back. Condiciones desequilibradas. Simulación en <i>Simulink</i>	47
5.1	Esquema de funcionamiento Hardware-in-the-Loop	49
5.2	Modelo de VSC de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red para simulaciones HIL	50
5.3	Esquema de funcionamiento de simulación HIL para el control de un VSC	51
5.4	Montaje hardware para realizar simulaciones HIL	51
5.5	VSC trifásico a tres hilos con filtro LCL de conexión a red	52
5.6	Evolución de tensión e intensidades en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Simulación HIL	53
5.7	Evolución de tensión en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Comparativa simulación SPS y simulación HIL	54
5.8	Evolución de intensidades en ejes dq y abc en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Simulación HIL	54
5.9	Evolución de intensidades en ejes dq en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de i_d . Comparativa simulación SPS y simulación HIL	55
5.10	Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la referencia de amplitud. Simulación HIL	55
5.11	Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la referencia de ángulo. Fase α . Simulación HIL	56
5.12	VSC trifásico de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red	56
5.13	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones equilibradas. Simulación HIL	57
5.14	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en el desfase de referencia. Condiciones equilibradas. Fase α . Simulación HIL	57

5.15	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación HIL	58
5.16	Evolución de la intensidad en un VSC de cuatro columnas con control PR para un escalón en el desfase de referencia. Condiciones desequilibradas. Simulación HIL	58
6.1	Esquema de instalación de los convertidores a cuatro hilos en la red BT a escala	59
6.2	Armarios con VSCs para la red BT a escala instalada en los laboratorios del DIE de la US	60
6.3	VSC de cuatro columnas	60
6.4	VSC de cuatro columnas con filtro LCL de conexión a red	61
6.5	Armario con VSC de cuatro columnas y filtro LCL	61
6.6	Esquema de funciones del PCB desarrollado para el control de un VSC de cuatro columnas	63
6.7	PCB desarrollado para el control de un VSC de cuatro columnas	63
6.8	Armario con VSC a tres hilos y filtro LCL	64
6.9	VSC a tres hilos con filtro LCL de conexión a red	65
6.10	Señales en un bus CAN de comunicaciones	65
6.11	Sistema de comunicaciones basado en bus CAN	66
6.12	Evolución de tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Resultados experimentales	67
6.13	Evolución de tensión en un VSC a tres hilos para un escalón en la referencia de tensión DC. Comparativa simulación y resultados experimentales	68
6.14	Tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales	69
6.15	Tensiones e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales	69
6.16	Análisis FFT de la tensión de red en los laboratorios del DIE. Fase α	70
6.17	Análisis FFT de la intensidad generada por el VSC con control PR. Fase α	70
6.18	Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Resultados experimentales	70
6.19	Evolución de la intensidad en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Resultados experimentales	71
6.20	Tensión e intensidades en un VSC a tres hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Fase α . Resultados experimentales	71
6.21	Evolución de las potencias activa y reactiva de un VSC a tres hilos con control PR. Resultados experimentales	72
6.22	Tensiones e intensidades en un VSC a cuatro hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales	73
6.23	Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón en la amplitud de referencia. Resultados experimentales	74
6.24	Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón en el ángulo de referencia. Resultados experimentales	74
6.25	Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón desequilibrado en la amplitud de referencia. Resultados experimentales	75
6.26	Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón desequilibrado en el ángulo de referencia. Resultados experimentales	75
6.27	Tensiones e intensidades desequilibradas en un VSC a cuatro hilos con control PR en régimen permanente. Resultados experimentales	76
6.28	Evolución de la intensidad en un VSC a cuatro hilos con control PR para un escalón desequilibrado en la amplitud de referencia. Resultados experimentales	76

Índice de Tablas

1.1	Impedancias originales y escaladas para los tramos de la Red de BT a escala	3
3.1	Expresiones para la discretización de $R(s)$ por diferentes métodos [24]	29
3.2	Expresiones de $R(z)$ en el dominio discreto del tiempo [24]	30
3.3	Expresiones para la discretización de un integrador por diferentes métodos	31
6.1	Comparativa de corrientes obtenidas en resultados experimentales, simulación HIL y simulación en <i>Simulink</i> para un VSC a tres hilos con control PR	72
6.2	Comparativa de corrientes obtenidas en resultados experimentales, simulación HIL y simulación en <i>Simulink</i> para un VSC a cuatro hilos con control PR. Condiciones equilibradas	74
6.3	Comparativa de corrientes obtenidas en resultados experimentales, simulación HIL y simulación en <i>Simulink</i> para un VSC a cuatro hilos con control PR. Condiciones desequilibradas	77

Bibliografía

- [1] CIGRE. Benchmark systems for network integration of renewable and distributed energy resources. [Online]. Available: https://e-cigre.org/publication/ELT_273_8-benchmark-systems-for-network-integration-of-renewable-and-distributed-energy-resources
- [2] M. Álvarez Moreno, “Diseño de una red de baja tensión a escala.”
- [3] A. M. Castañeda Cazorla, E. Romero Ramos, and J. M. Maza Ortega, “Diseño, montaje y análisis de una red eléctrica de distribución en el laboratorio de potencia.”
- [4] E. Romero-Ramos, J. M. Maza-Ortega, A. Gómez-Expósito, S. Ceballos, and A. M. Castañeda-Cazorla, “Physical simulation of an electrical distribution network at the power laboratory,” in *Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica*, vol. 2, pp. 213–218.
- [5] J. M. Maza-Ortega, M. Barragán-Villarejo, F. d. P. García-López, J. Jiménez, J. M. Mauricio, L. Alvarado-Barrios, and A. Gómez-Expósito, “A multi-platform lab for teaching and research in active distribution networks,” vol. 32, no. 6, pp. 4861–4870.
- [6] T. Zhao, G. Wang, S. Bhattacharya, and A. Q. Huang, “Voltage and power balance control for a cascaded h-bridge converter-based solid-state transformer,” vol. 28, no. 4, pp. 1523–1532. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6294454/>
- [7] A. Cetin and M. Ermis, “VSC-based d-STATCOM with selective harmonic elimination,” vol. 45, no. 3, pp. 1000–1015.
- [8] G. Majić, M. Despalatović, and K. Verunica, “Influence of dead time on voltage harmonic spectrum of grid-connected PWM-VSC with LCL filter,” in *2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, pp. 228–233.
- [9] Juan M. Mauricio Ferramola, “Control de convertidores en fuente de tension y sistemas de potencia con generacion renovable.”
- [10] Manuel Barragán Villarejo, “Control activo de flujos de potencia en redes de distribución.” [Online]. Available: <http://idus.us.es/xmlui/handle/11441/58630>
- [11] Guan-Chyun Hsieh and J. Hung, “Phase-locked loop techniques. a survey,” vol. 43, no. 6, pp. 609–615. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/544547/>
- [12] U. S. Seong and S. H. Hwang, “Analysis of phase error effects between virtual two-phase voltages in SRF-PLL based on APF,” in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pp. 2215–2220.
- [13] M. R. Miveh, M. F. Rahmat, A. A. Ghadimi, and M. W. Mustafa, “Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review,” vol. 54, pp. 1592–1610. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032115011582>
- [14] C. Zou, B. Liu, S. Duan, and R. Li, “Influence of delay on system stability and delay optimization of grid-connected inverters with LCL filter,” vol. 10, no. 3, pp. 1775–1784.

- [15] Q.-C. Zhong, L. Hobson, and M. G. Jayne, "Classical control of the neutral point in 4-wire 3-phase DC-AC converters," vol. 11, no. 2, pp. 73–81.
- [16] P. Verdelho and G. Marques, "Four-wire current-regulated PWM voltage converter," vol. 45, pp. 761–770.
- [17] R. Lliuyacc, J. M. Mauricio, A. Gomez-Exposito, M. Savaghebi, and J. M. Guerrero, "Grid-forming VSC control in four-wire systems with unbalanced nonlinear loads," vol. 152, pp. 249–256. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S037877961730295X>
- [18] T. M. Jahns, R. W. A. A. D. Doncker, A. V. Radun, P. M. Szczesny, and F. G. Turnbull, "System design considerations for a high-power aerospace resonant link converter," vol. 8, no. 4, pp. 663–672.
- [19] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," vol. 24, no. 3, pp. 654–664.
- [20] P. Zhou, Y. He, and D. Sun, "Improved direct power control of a DFIG-based wind turbine during network unbalance," vol. 24, no. 11, pp. 2465–2474.
- [21] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," vol. 21, no. 1, pp. 263–272.
- [22] S. Fukuda and T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]," vol. 37, no. 3, pp. 888–895.
- [23] Xiaoming Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," vol. 38, no. 2, pp. 523–532.
- [24] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, . López, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesaña, "Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers," vol. 25, no. 7, pp. 1692–1712.
- [25] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*, ser. IEEE Press series on power engineering. Wiley-Interscience/ John Wiley & Sons, OCLC: ocm76798166.
- [26] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, "Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters," in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 176–181.
- [27] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, vol. 1, pp. 580–586 Vol.1.
- [28] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Liserre, C. Klumpner, and M. Sumner, "Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies," vol. 24, no. 9, pp. 2202–2211. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5226551/>
- [29] MathWorks. What is hardware-in-the-loop simulation? - MATLAB & simulink. [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/help/physmod/simscape/ug/what-is-hardware-in-the-loop-simulation.html>
- [30] National Instruments. What is hardware-in-the-loop? - national instruments. [Online]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/53958/en/#toc2>
- [31] M. Nieves-Portana, M. Barragán-Villarejo, J. Maza-Ortega, and J. M. Mauricio-Ferramola, "Reduction of zero sequence components in three-phase transformerless multiterminal DC-link based on voltage source converters."
- [32] A. Haun, "Calculator for CAN bit timing parameters," p. 3.
- [33] Texas Instruments, "Controller area network physical layer requirements," p. 15.

-
- [34] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," vol. 153, no. 5, pp. 750–762.
 - [35] A. E. Leon, J. M. Mauricio, J. A. Solsona, and A. Gomez-Exposito, "Adaptive control strategy for VSC-based systems under unbalanced network conditions," vol. 1, no. 3, pp. 311–319.
 - [36] S. C. High Voltage Power Electronic Stations, "Voltage sourced converter (VSC) applications in power transmission."